PROJET : TRANSMISSION D'UN SMS EN MODULATION QPSK

AJUALIP Carlos, TIMOCHENKO Sergey

<u>Objectif :</u>

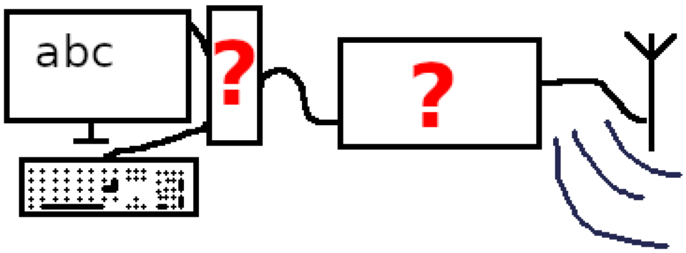
Transmettre un texte (SMS) en modulation QPSK dans la bande 868 – 895 MHz

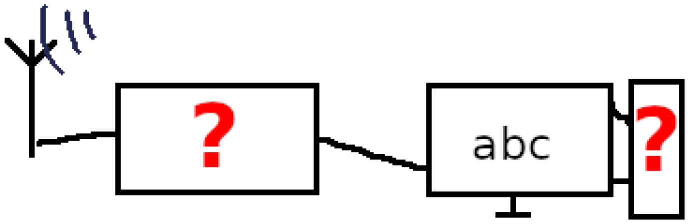
INTRODUCTION

Partie du module HYPERFREQUENCES du parcours BUT GEII, on nous propose de faire un projet (SAE) de transmission SMS. L'objet de ce SAE est de transmettre un message texte d'un ordinateur a un autre par l'air avec des antennes.
La chaine de transmission entre les 2 ordinateurs est decomposee en 2 parties:
1) Emetteur
2) Recepteur

1) Dans la partie emetteur l'utilisateur entre un message dans un ordinateur emetteur. Ce message va etre traite numeriquement et converti en un signal analogique, qui sera envoye par l'antenne emetrice.

2) La partie recepteur recoit le signal par l'antenne emetrice. Ensuite, pour etre decode par l'ordinateur, le signal analogique est traite et converti en signal numerique. Comme ca, l'ordinateur recepteur peut faire le traitement necessaire, decoder le message et ensuite afficher le message decode.





On a réalisé ce projet en 3 parties:
1) Emetteur
2) Recepteur
3) Chaine de transmission complete.

PROCÉDÉ DE RÉALISATION

Realise en 3 grandes parties :
Première Partie (séances 2 à 4) : EMETTEUR QPSK
Deuxième Partie : RECEPTEUR A CHANGEMENT DE FREQUENCE ET RADIO LOGICIELLE
Troisième Partie : CHAINE DE TRANSMISSION COMPLETE

SOMMAIRE

INTRODUCTION....................2

PROCÉDÉ DE RÉALISATION....................3

PRESENTATION DE LA CHAINE DE TRANSMISSION....................4

THEORIE....................5

PREMIÈRE PARTIE (SÉANCES 2 À 4) : ÉMETTEUR QPSK....................17

SEANCE 2....................18

I - GÉNÉRATION DES SIGNAUX I ET Q....................18

SEANCE 3....................30

II - REALISATION DE L'EMETTEUR et TEST DE LA TRANSMISSION (séances 3 et 4)....................30

SEANCE 4....................42

DEUXIÈME PARTIE : RECEPTEUR A CHANGEMENT DE FREQUENCE ET RADIO LOGICIELLETTEUR QPSK....................53

SEANCE 5....................54

I - RECEPTEUR A CHANGEMENT DE FREQUENCE (SUPERHETERODYNE)....................54

II - COMMANDE A DISTANCE DE L’OSCILLOSCOPE....................62

III - RADIO LOGICIELLE ET FILTRES NUMERIQUES....................68

TROISIÈME PARTIE : CHAÎNE DE TRANSMISSION COMPLÈTE....................85

I - MISE EN ŒUVRE DE LA CHAINE DE TRANSMISSION COMPLETE....................86

II - TRANSMISSION D'UN SMS....................90

CONCLUSION....................98

PRESENTATION DE LA CHAINE DE TRANSMISSION

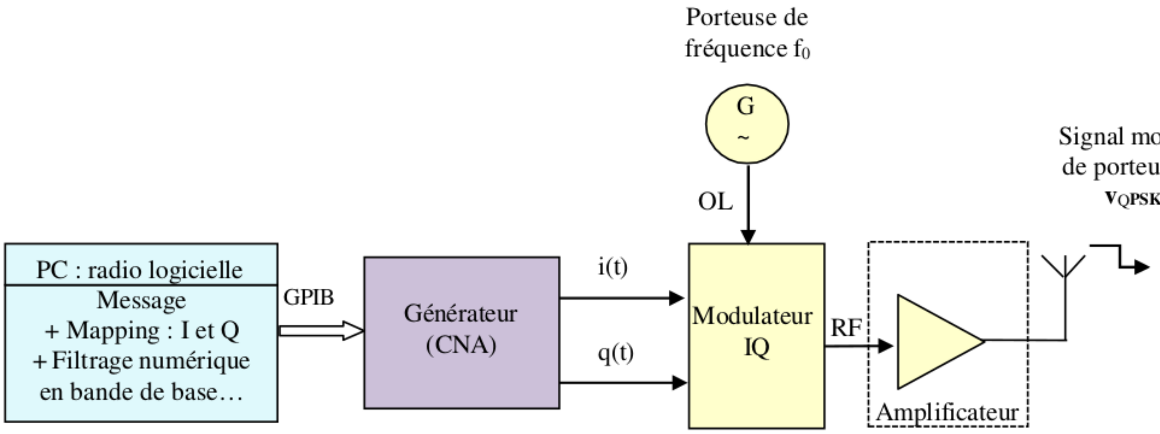
Cahier des charges

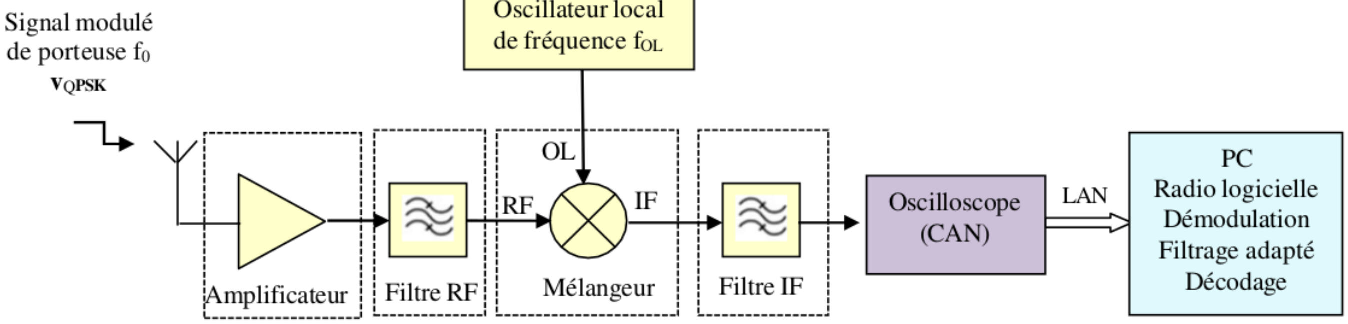
L'objectif est la transmission par voie hertzienne d'un texte (style SMS) ; le cahier des charges est le suivant :

- Texte de 200 caractères maximum
- Modulation QPSK
- Débit Symboles R = 1 Msymb/s
- Bande de fréquence disponible : 868 à 895 MHz
- Bande occupée inférieure à 1.9 MHz
- Espacement entre les canaux égal à 2 MHz
- ACPR inférieur à - 40 dBc
- EVM inférieure à 8 %
- Puissance d'émission comprise entre 0.5 mW et 5 mW
- Récepteur à changement de fréquence (infradyne) avec une fréquence intermédiaire f_I = 21.4 MHz

Schéma de principe

Le schéma de principe de la chaine de transmission est donné ci-dessous ; à l'émission comme à la réception, une partie du traitement du signal sera réalisée de façon logicielle. Cette technique, de plus en plus utilisée, s'appelle la radio logicielle. Une application grand public connue est la clé DVBT-SDR (Software Defined Radio) permettant la réception des chaines TNT sur un PC.

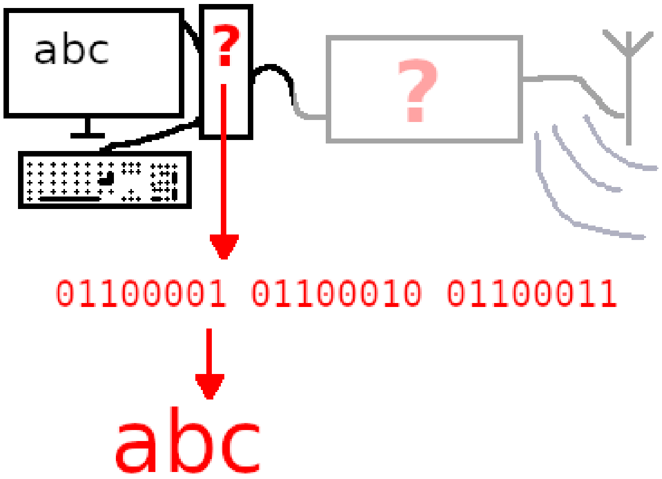


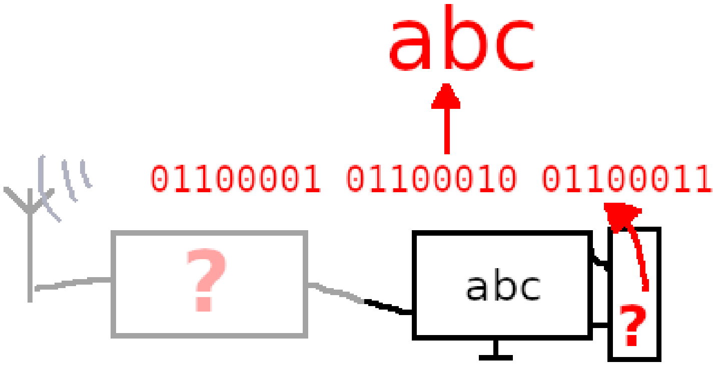


THEORIE

Nature de la transmission

Pour traiter la problematique, la premiere question qu’on se pose est “ Qu’est ce qu’on veut transmettre?”
On sait que le message texte a transmettre qu’on ecrit sur un PC, n’est qu’une serie de caracteres. Chaque caractere est code sur un octet (table ASCII étendue).



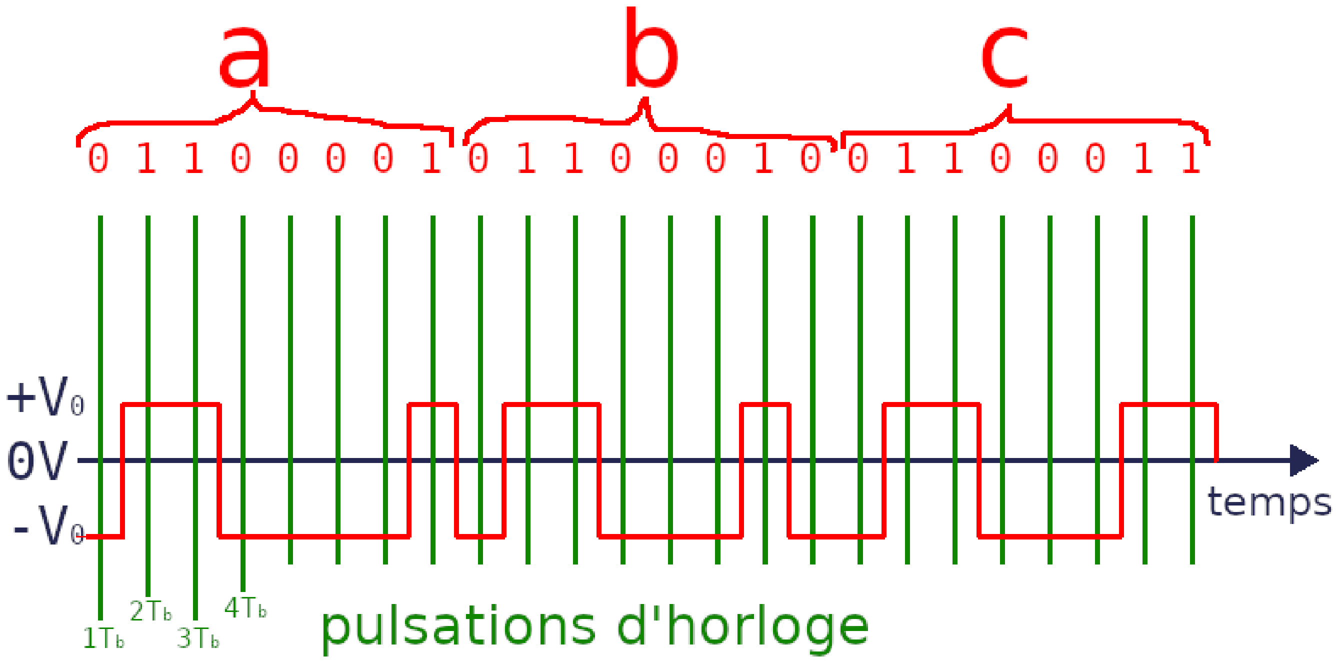


Ensuite, on sait que ces octets vont être transmis par antennes. Donc ces données numériques seront codées un signal électrique. Il existe plusieurs codages, mais le celui que nous utilisons est le codage QPSK (Quadrant Phase Shift Keying).

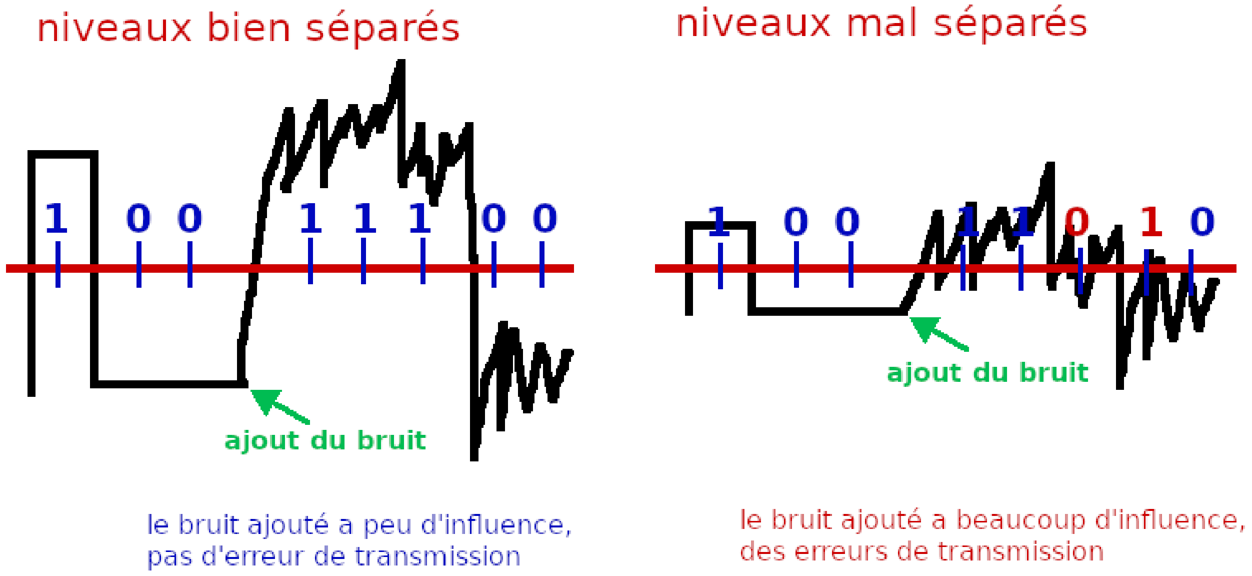
Le codage d’un signal est l’attribution d’un valeur (amplitude, fréquence, phase, etc.) en fonction de l’information du signal. Il existe plusieurs types de codages, analogiques et numeriques.
Le codage que nous utilisons est numerique.

Une fois le signal codé, on veut l'émettre de sorte qu'il soit décodable par le récepteur et absent d'erreurs. Dans notre cas, ce qu'on veut transmettre, c'est les symboles codés avec les signaux I et Q.
On sait que chacun de ces signaux n'a que 2 états: haut et bas. L'état haut correspond à un bit 1 et l'état bas à un bit 0.

On va analogiquement transmettre le signal numerique en série dans le meme canal. C'est a dire un bit apres l'autre. On va donc cadencer le signal a une pulsation, pour que lors du decodage, le signal soit decode chaque pulsation.



Un niveau de tension correspond a un bit. Sachant que c'est deux signaux: I et Q, on va transmettre 2 bits en parallele. Ca va etre un symbole.
Ainsi, chaque temps symbole T_s, les signaux I et Q feront une paire de niveaux de tension qui code les 2 bits envoyés.
A la reception, un decodeur va lire la tension du signal recu tous les T_s (a l'instant de decision) pour decoder le message. Il est donc important que tous les niveaux du signal soient bien separes entre eux. Cela va assurer que le decodeur ne confond pas un niveau de tension a un autre (donc une valeur de symbole a une autre).



Emissions simultanees dans le meme medium (eviter les perturbations)

On sait qu'il y a beaucoup de signaux radiofrequences transmis dans l'air en meme temps.
Dans notre cas, on souhaite que chaque groupe puisse transmettre son message en meme temps que les voisins, sans les perturber.

En fait, un signal peut être décomposé en un spectre de fréquences, dont chacune a une amplitude. Donc pour émettre des signaux en même temps dans un même médium sans qu'elles se perturbent, on module une fréquence porteuse avec le signal. Cela va donc transposer le spectre du signal vers des plus hautes fréquences.

Modulation d'un signal
La modulation d'un signal est l'addition d'information qu'on appelle signal modulant sur une frequence fixe qu'on appelle frequence porteuse f_0. Le signal modulant est donc transposé en fréquence autour de f_0. La bande de fréquences occupée par le signal modulé 2 fois plus large que celle du signal modulant. Parce que le spectre du signal modulant est copié des 2 côtés de la fréquence porteuse.

L'utilite de moduler des signaux est de pouvoir les transmettre en meme temps dans un meme canal de transmission, sans qu'un signal perturbe un autre.

on définit des bandes de fréquences pour chaque émission, pour séparer les spectres des signaux émis.

Pour récupérer l'information codée, on démodule le signal modulé.
Mais sachant qu'on recoit plusieurs transmissions en meme temps , on commence par filtrer la réception de sorte à ne laisser que la bande de fréquences occupée par le signal choisi. C'est ensuite qu'on démodule pour récupérer l'information

Il existe plusieurs types de modulation (modulation d'amplitude, modulation de fréquence, modulation de phase, etc.)

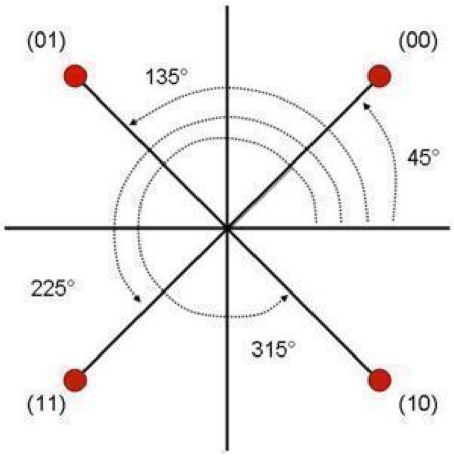
Dans chaque type de modulation on retrouve plusieurs manières de coder l'information à transmettre.
Par exemple, en modulation de phase on retrouve les codages BPSK, QPSK, QAM.

Codage QPSK

Dans notre projet de transmission SMS on utilisera le codage QPSK, qui est une modulation de phase.

La modulation de phase consiste à attribuer un déphasage à la fréquence porteuse en fonction de la valeur à transmettre.

Le codage QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) est un codage numérique qui permet de transmettre 2 bits en 1 symbole. Ce codage consiste à attribuer une parmi 4 valeurs de déphasage à la fréquence porteuse en fonction du symbole à transmettre. Les 4 valeurs de déphasage sont chacune centrées sur un des 4 quadrants du cercle trigonométrique. Sachant qu'un symbole de 2 bits peut coder 4 valeurs, on attribue une des 4 possibles valeurs du symbole à chacune des 4 valeurs de déphasage.



Représentation de la modulation QPSK
Source : https://www.tech-faq.com/qpsk.html

Le cahier des charges précise que 4 groupes vont faire des émissions en même temps dans une bande de fréquences comprise entre 868 à 895MHz. Pour eviter qu'une emission perturbe une autre, on a decide de separer et delimiter les bandes de frequences (canaux) que peut utiliser chaque groupe. C'est pourqoui le cahier des charges precise:

- Bande occupée inférieure à 1.9 MHz
- Espacement entre les canaux égal à 2 MHz

Emission et reception de symboles

On veut donc générer un signal modulant qui satisfait 2 conditions en même temps :

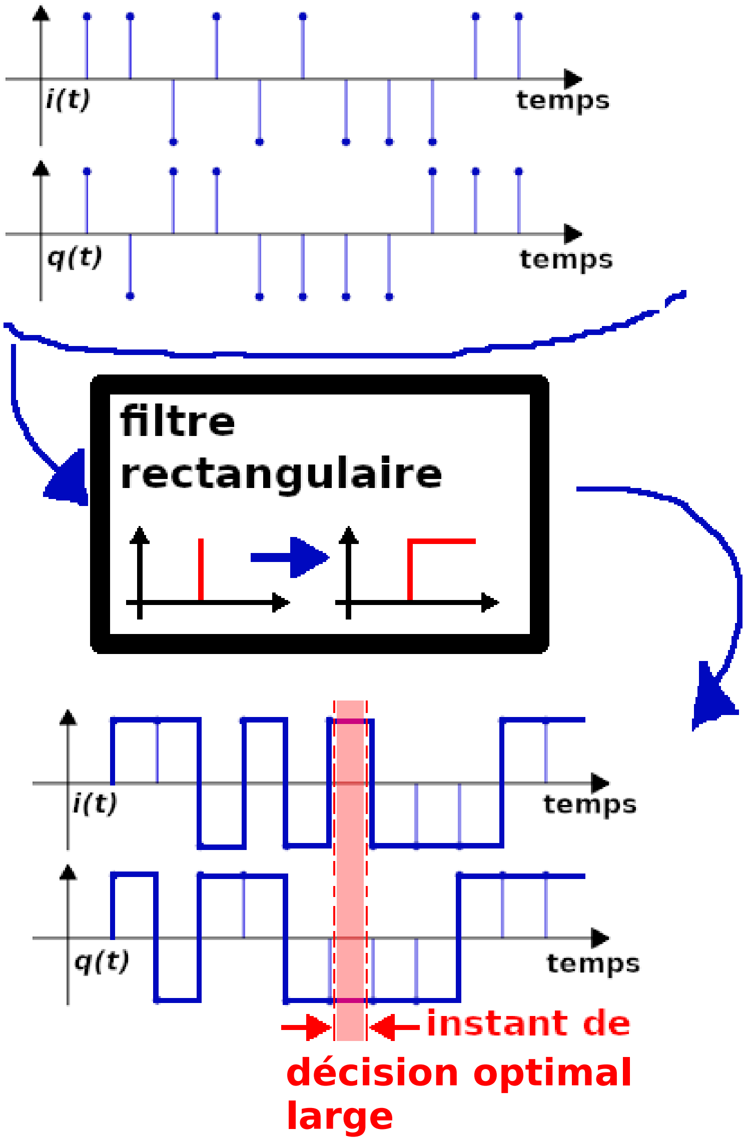
- permet de coder un message binaire (caractères qu'on envoie), de sorte qu'il soit décodable sans erreurs
- son spectre n'encombre pas les autres emissions

Pour avoir un signal plus facile à décoder, Il est preferable que les niveaux de tension soient bien definis pendant une grande part de la periode T_s. Comme ça, le decodeur peut tolerer un instant de decision un peu moins precis.
La conversion d'une serie numerique de symboles sera en périodes de niveaux de tension est appelée filtrage du signal.

Il existe plusieurs filtres : filtre rectangulaire, filtre en cosinus surélevé (Raised Cosine), filtre en racine de cosinus surélevé (RRC : Root Raised Cosine), etc.

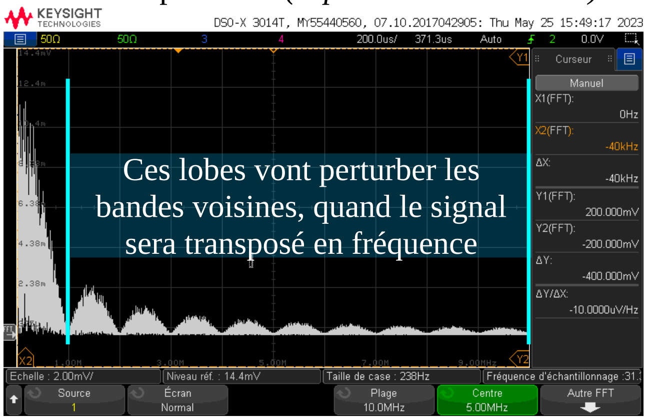
Quand un filtre recoit en entrée une symbole numérique (qui n'est qu'une impulsion) la sortie de ce filtre sera la réponse impulsionnelle à cette impulsion.

Exemple : filtrage du signal codé en QPSK avec un filtre rectangulaire



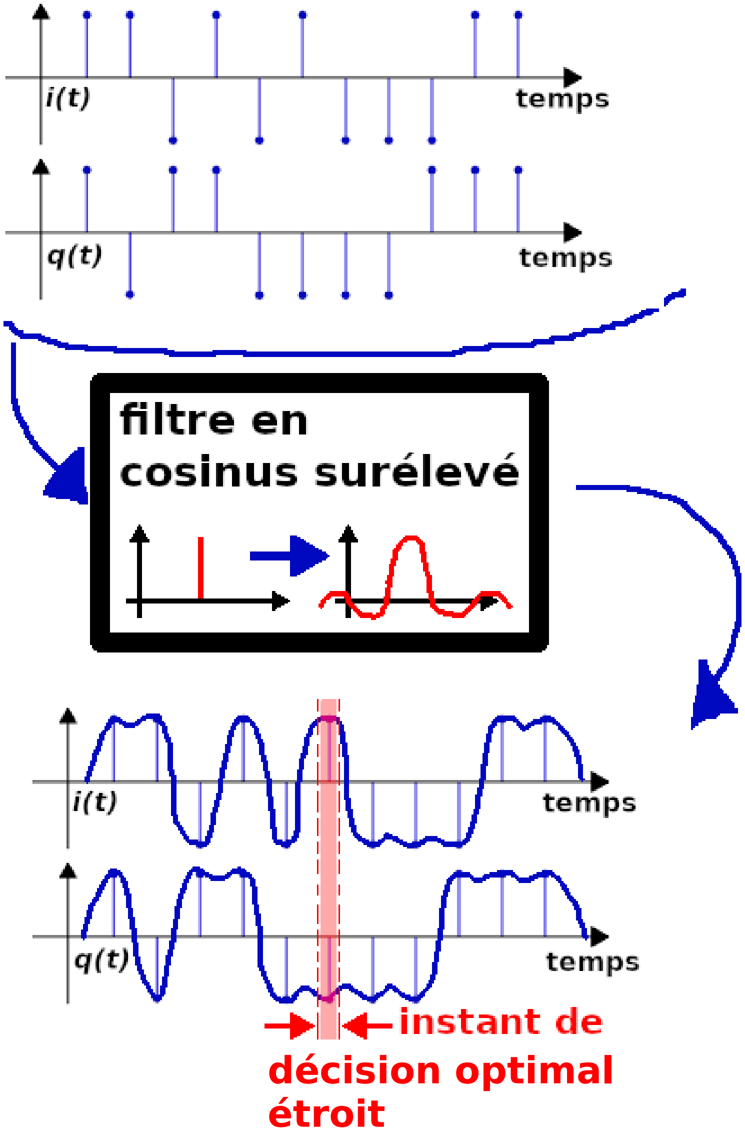
Ce filtre est très bien adapté pour minimiser les erreurs de transmission, mais le spectre d'un signal rectangulaire parfait va emettre beaucoup de puissance dans les bandes de frequences adjacentes. L'ACPR de ce signal sera donc assez élevé.

Les cours de radiocommunications nous expliquent que la réponse fréquentielle d'un signal rectangulaire en spectre unilatéral est la valeur absolue d'un sinus cardinal qui s'annule tous les multiples de R *(rapidité de modulation)*.

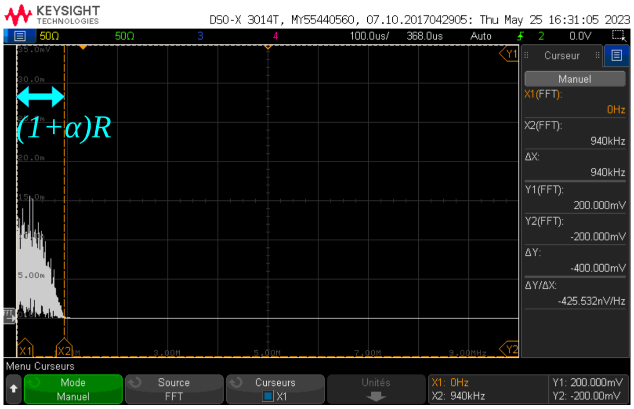


On admet qu'on peut recuperer l'integralite de l'information codee dans le signal avec seulement le lobe principal. La bande occupee sera donc R avant la transposition en fréquences et $2 \times R$ après la transposition en fréquences.

Exemple : filtrage du signal codé en QPSK avec un filtre en cosinus surélevé



Ce filtre est adapté pour réduire la bande occupée du signal transmis, sans perturber l'information codée. C'est à dire que tous les T_s l'amplitude du signal correspond au niveau de tension du symbole. En revanche, il faut avoir un peu de précision sur l'instant de décision, pour que le signal ne soit pas décodé lors des transitions entre symboles, mais précisément à l'instant du symbole.

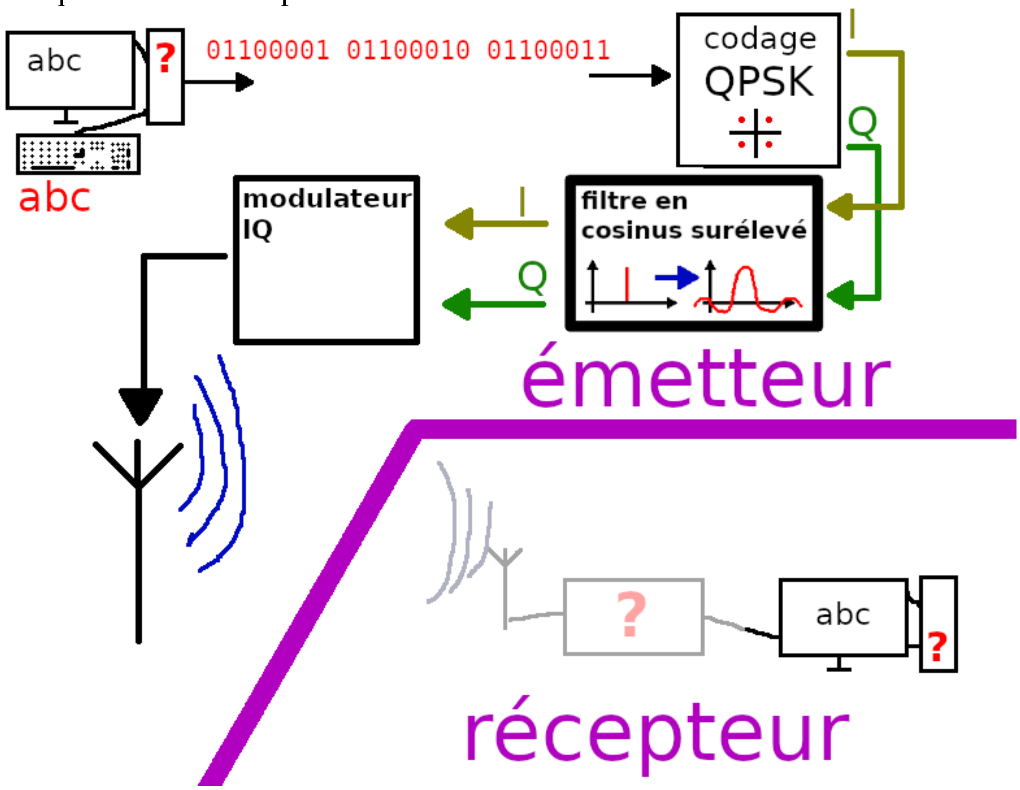


La bande occupée B_{occ} par le signal dépend du paramètre roll-off α.

En bande de base, $B_{occ} = (1+\alpha)\frac{R}{2}$

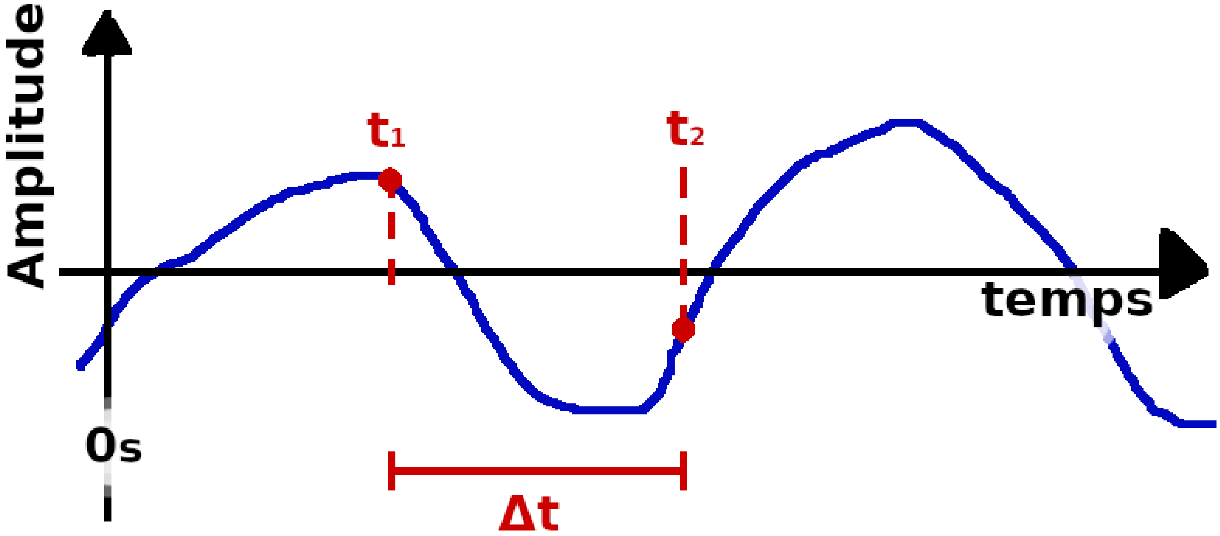
En bande transposée, $B_{occ} = (1+\alpha)R$

On sait maintenant a quoi ressemble la partie émission du SAE :

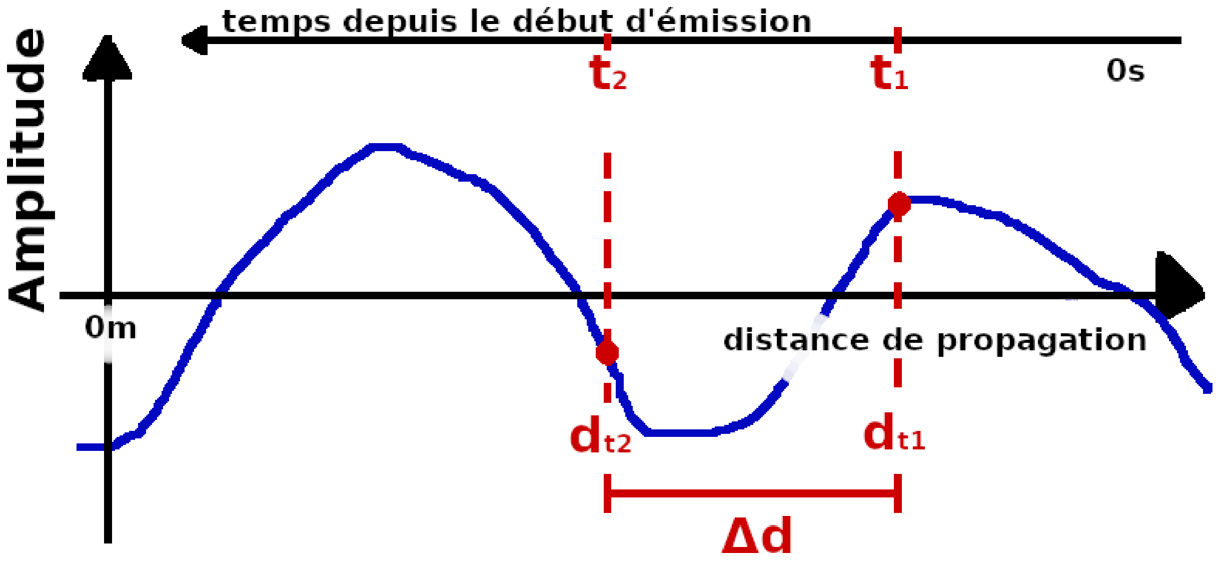


Transmission du signal dans l'air

On veut transmettre d'un ordinateur un message (donc un signal) par le medium de l'air vers un autre ordinateur. Le sujet nous precise que le texte est transmis par voie hertzienne.
Sachant que le signal sera emis par une antenne, le signal, etant propage dans l'air, sera des ondes.
Le signal, etant une fonction du temps, sera emis dans l'air par l'antenne emetrice. Sachant que le signal est propage dans l'air a la celerite :



Une image $\mathbf{t_2}$ de la fonction a un temps different $\mathbf{\Delta t}$ sera dans un espace different $\mathbf{d_{t2}}$, car pendant $\mathbf{\Delta t}$ l'autre image $\mathbf{t_1}$ a deja eu le temps de se propager dans l'espace jusqu'a $\mathbf{d_{t1}}$:



Le signal aura donc une longueur d'onde λ dans l'espace : $\lambda = v \times T_s$ Pour l'air : $\lambda_{air} = c \times T_s$
Plus haute est la fréquence du signal, plus sa longueur d'onde diminue.
A l'IUT on nous a dit que pour bien transmettre ou recevoir un signal de fréquence f transmis dans l'air, une antenne doit au moins mesurer $\lambda_{air}/4$. Cette antenne pourra capter toutes les longueurs d'onde $\leq \frac{\lambda_{air}}{4}$, donc toutes les fréquences $\geq f$

L’utilité de transposer un signal en hautes fréquences

On connait maintenant l’utilité de moduler une fréquence par notre signal. Mais pourquoi choisir une fréquence tellement haute? Dans les centaines de MegaHertz?

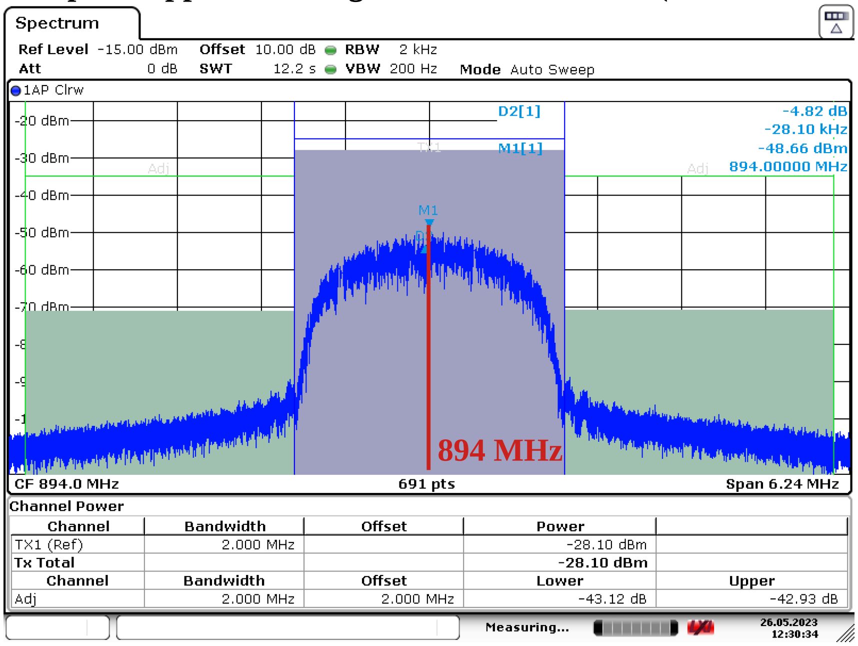
Le signal transmis occupe une bande de frequences B_{occ} , centree sur f_0. La frequence minimale est donc f_0 – 0,95MHz.

Si on module une basse fréquence, le spectre sera composé de basses fréquences, donc de longues longueurs d’onde. Pour capter le signal, une antenne devra etre assez longue pour capter la plus basse fréquence de ce spectre.

Exemple : supposons un signal de 1MHz module (filtre RRC α=0.9) autour d’une frequence f_0 = 10,9MHz
La fréquence minimale du spectre du signal modulé est 10,9MHz – 0,9MHz = 10MHz.
Par la formule $\lambda_{air} = c \times T_s$ on s’apercoit que pour capter une frequence de 10MHz, l’antenne doit mesurer au moins $\frac{\lambda_{air}}{4} = \frac{c \times T_s}{4} = \frac{3 \cdot 10^8 \times 10^{-7}}{4} = 0.75 \cdot 10^1 = 7{,}5\,m$, ce qui est long et impratique à realiser.

On transpose donc le signal en frequence autour d’une frequence porteuse f_0 tres haute pour realiser une modulation QPSK facile à capter. Le but est de reduire la longueur d’onde du spectre. Cela va permettre de reduire la taille des antennes emetrice et receptrice. Le signal recu sera ensuite demodule et decode pour recuperer le message transmis.

Exemple : supposons un signal de 1MHz module (filtre RRC α=0.9) autour d’une frequence f_0 = 894MHz



donc : $f_{min} = f_0 - 900kHz = 893.1MHz$ et $T_{max} = \frac{1}{f_{min}}$

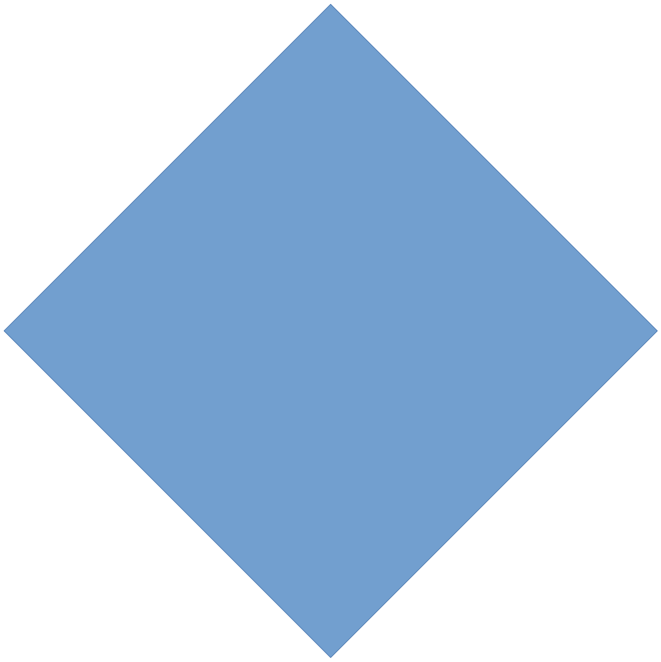
donc l’antenne mesurera : $\frac{\lambda_{air}}{4} = \frac{c \times T_{max}}{4} = \frac{c}{4 f_{min}} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \times 893.1 \cdot 10^6} \simeq 0.084\,m = 8{,}4\,cm$ (facile à réaliser)

PREMIÈRE PARTIE (SÉANCES 2 À 4) : ÉMETTEUR QPSK

Objectifs : **séance 2 :** *Réaliser un émetteur QPSK*
Générer les signaux I et Q par programmation à distance d'un générateur 2 voies
Comprendre l'intérêt du filtre en bande de base
Séance 3 : *Réaliser une modulation IQ*
Tester la qualité de la transmission à l'aide du mode VSA (Vector Signal Analyser) d'un analyseur de spectre
Séance 4 : *Faire des mesures : bande occupée, mesures de puissance, ACPR, EVM…*
Mettre en évidence les problèmes de linéarité dans une chaîne de transmission numérique : point de compression et intermodulation

Matériel : *Synthétiseur*
Générateur de signaux arbitraires Agilent 33522B + câble USB-GPIB
Analyseur de spectre (+ option VSA)
Oscilloscope Keysight équipé d'une interface LAN
Composants hyperfréquences : modulateur IQ, amplificateurs, atténuateurs, coupleurs

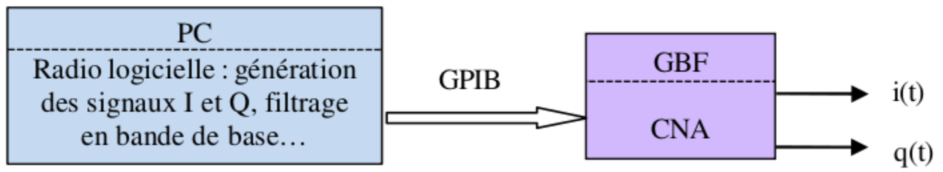
Un extrait de la documentation des composants utilisés est donné en annexe. Des informations complémentaires sont disponibles sur cours en ligne.



SEANCE 2

I - GÉNÉRATION DES SIGNAUX I ET Q

Les signaux I et Q sont générés par logiciel et transmis par liaison GPIB au générateur Keysight 33522B. La programmation se fait à l'aide du logiciel Labview de National Instruments. Ces signaux sont ensuite convertis en analogique : **le générateur Keysight joue ici le rôle de convertisseur numérique analogique.**



câble USB / GPIB

1 – Liaison GPIB

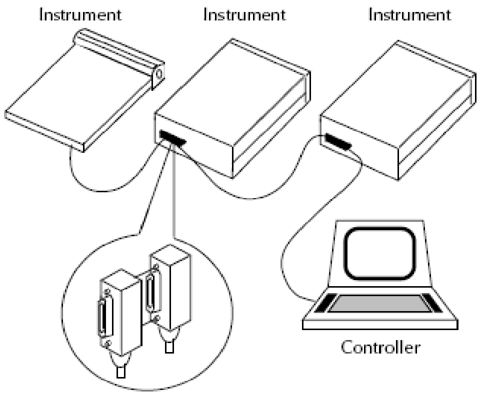
Des informations...
pas de questions dans cette partie.

2 - Test de la liaison GPIB

Apres avoir relie le générateur au PC à l’aide du « câble » USB – GPIB nous lancccccons le logiciel "**M**easurement and **A**utomation e**X**plorer " (MAX) pour verifier la bonne connexion GPIB entre le PC et le GBF.

La verification est faite en 3 parties:

- trouver l’appareil connecte en GPIB dans le logiciel
- relever son adresse GPIB
- communiquer avec l’appareil en lui demandant, par exemple, son nom.



1. Dans le menu Périphériques et Interfaces, un sous-menu "GPIB" apparait : on scanne les appareils sous tension reliés au bus GPIB ; ceux-ci sont identifiés par leur nom et leur adresse GPIB.

2. On Releve l’adresse GPIB du générateur Keysight : **GPIB0::10::INSTR**

3. Il est alors possible de communiquer avec l'appareil en lui demandant, par exemple, son nom ;
   On envoie à l'appareil, sous forme de chaîne de caractères, la commande :
   ***idn?**
   et ensuite on litde lire la réponse de l'appareil qui renvoie une chaîne de caractères :
   `Agilent Technologies,33522B,MY52801145,2.09-1.19-2.00-52-00`
   En mode commande à distance, un indicateur "Remote" s'affiche sur l'appareil. Pour revenir en mode manuel, il faut repasser en mode local en appuyant sur la touche "local" de l’appareil.

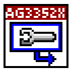
3 - Les drivers d'instrument

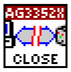
Sachant qu’on utilise le logiciel Labview pour communiquer avec le générateur, il doit avoir des drivers pour rendre cela possible. Le sujet nous affirme : “Des drivers ont été mis au point par les constructeurs :”

Nous avons a disposition un programme Labview realise par l’IUT permettant l’envoi d’une sequence PRBS modulee en QPSK. Mais avant de l’utiliser nous allons d’abord realiser un petit programme qui envoie une sequence PRBS, afin de comprendre certaines bases sur la commande a distance du générateur avec Labview.

- On réalise ensuite un programme permettant de générer un signal aléatoire de débit binaire 2 Mbits/s.
  On pourra utiliser les Vis suivants :
  - Initialiser le générateur

  - Générer et configurer la séquence PRBS

  - Configurer la voie de sortie du générateur 

  - Fermer la communication avec le générateur 

  Mais premierement, on est demandé de vérifier que les VIs drivers du générateur 33522B apparaissent dans la palette du diagramme de bloc :
  Entrée/Sortie d'instruments => Drivers :
  Par VIs drivers on assume les 4 Vis listés ci-dessus. On les trouve tous, mais pas tous dans le meme sous-menu.

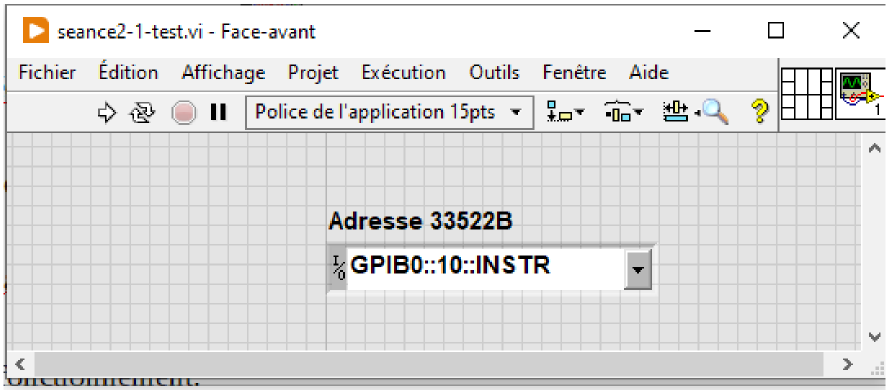
Petite parenthese : Theorie sur l’envoi de symboles
On sait que le signal envoye est une serie de symboles (dans notre cas, c’est des bits) (ex: **{1,0,0,1,0,1,1}**) numeriques. Pour convertir ces symboles numeriques en signal analogique, on decide de :

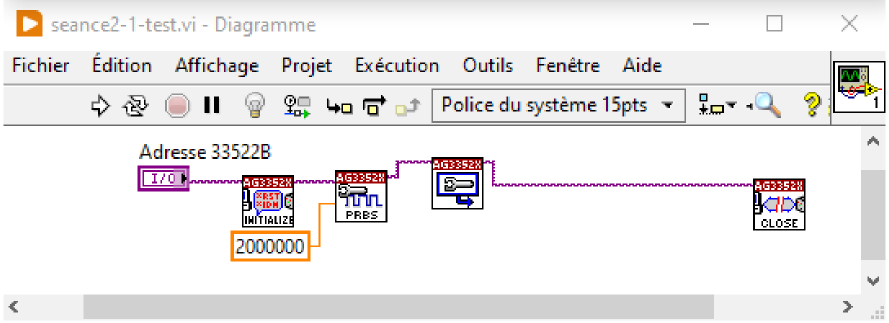
- definir un niveau de tension pour chaque valeur qu’un symbole peut prendre. Dans notre cas c’est 2 valeurs, donc il y a 2 niveaux de tension (+E et –E)
- les envoyer en serie, l’un apres l’autre, a une meme cadence (rapidite de modulation R). Dans notre cas, R=Debit binaire D. On envoie D = 2Mbits/s

Ainsi, chaque temps symbole T_s, le signal aura une valeur de tension codant le bit envoye.
A la reception, un decodeur va lire la tension du signal recu tous les Ts (a l’instant de decision) pour decoder le message. Il est donc important que tous les niveaux du signal soient bien separes entre eux. Cela va assurer que le decodeur ne confond pas un niveau de tension a un autre (donc une valeur de symbole a une autre).
Il est aussi preferable que les niveaux de tension soient bien separes pendant une grande part de la periode T_s. Comme ccccca, le decodeur peut tolerer un instant de decision un peu moins precis.

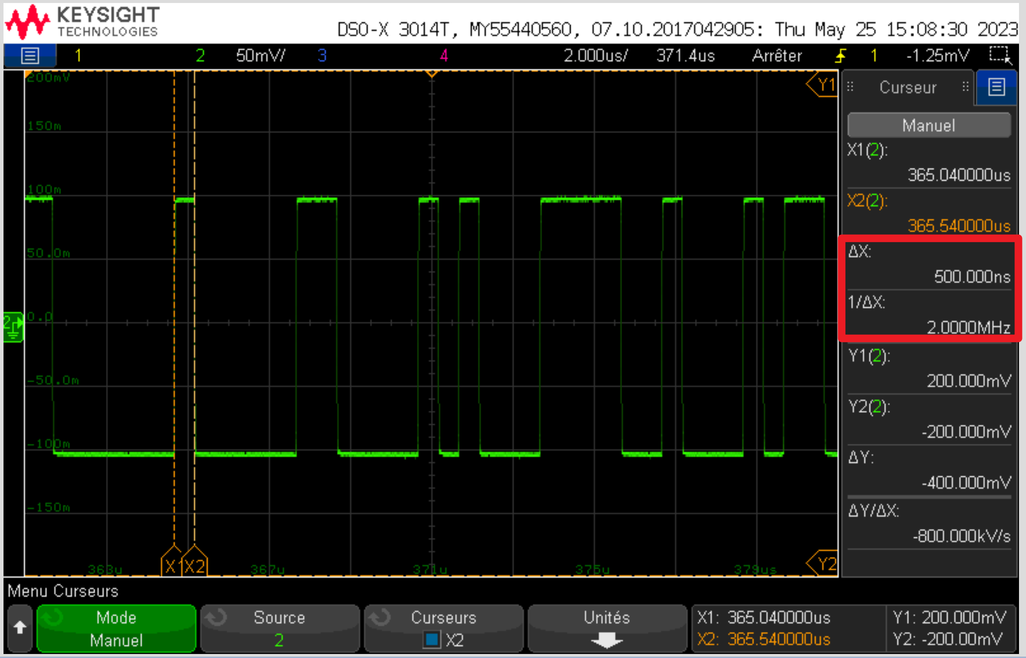
Notre programme garde le meme niveau de tension jusqu’au prochain symbole (il s’agit donc d’un filtre rectangulaire)

Voici le programme qu'on a réalisé





- On Exécute le VI et on vérifie son fonctionnement. Pour ce faire, on branche la sortie 1 du synthétiseur à l'entrée 2 de l'oscilloscope.
  Par erreur d'inattention, nous <u>n'avons pas</u> mis les entrées de l'oscilloscope à 50Ω.



On essaye de mesurer le temps symbole T_s.

Procédure : On sait que chaque temps symbole, le signal a un niveau defini. On sait aussi qu'il s'agit d'une sequence PRBS, donc on assume qu'il est probable pour le signal de passer a un etat seulement pour 1 T_s. On mesure donc l'etat de signal le plus court pour deduire que c'est le temps symbole T_s.

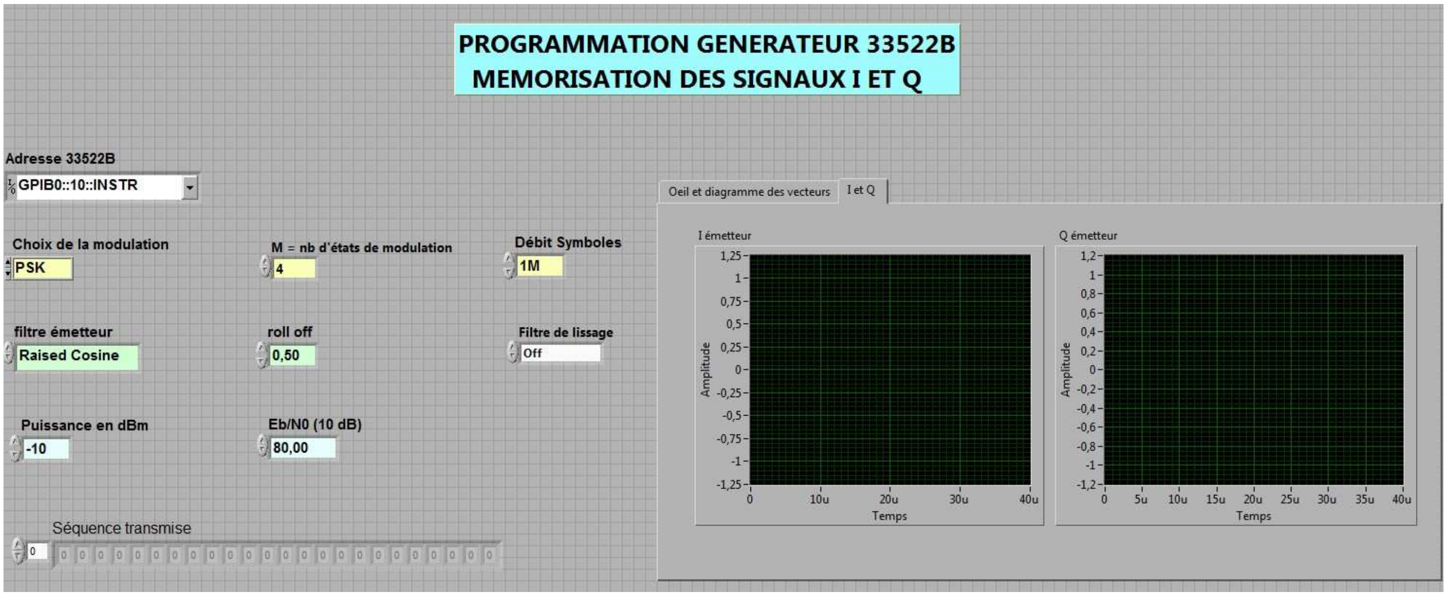
Résultat : On mesure 500ns, ce qui équivaut à un débit symboles de 2 Msymb/s
Cela est cohérent avec le programme envoyé.

4 - Programme complet

Le programme complet realise par l’IUT "`gbf_I_Q`" est fourni ; il permet de :

- Définir les paramètres de la modulation : débit Symboles, filtre en bande de base, type de modulation
- Définir la puissance d'émission et le rapport signal sur bruit (plus exactement Eb / N0 : énergie par bit sur la densité spectrale de bruit)
- Afficher les chronogrammes, le diagramme de l'œil, le diagramme des vecteurs
- Générer les signaux arbitraires I et Q filtrés et les transférer dans la mémoire volatile du générateur en imposant 10 échantillons par temps symbole (I sur la voie 1 et Q sur la voie 2)
- Choisir le filtre de lissage (filtre en sortie du CNA)

La face avant est donnée ci-dessous :



Sachant qu’on veut transmettre d’un ordinateur un message (donc un signal) par le medium de l’air vers un autre ordinateur, on veut s’assurer de 2 choses :

- Il ne doit pas avoir d’erreurs de transmission
- la bande occupee par le signal ne depasse pas 1,9MHz

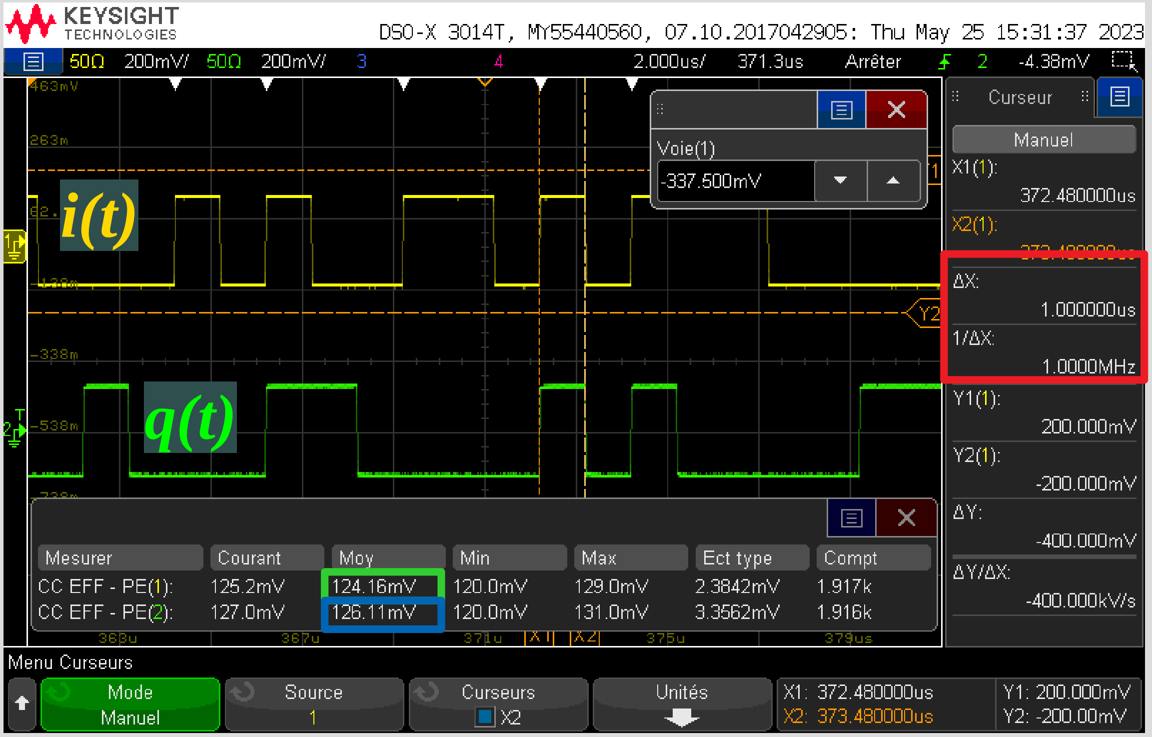
Nous allons generer la sequence codee en QPSK et etudier le filtre d’emission et le filtre de lissage pour confirmer les parametres conformes a notre besoin. On fera cela en 3 parties :

a) **Filtre rectangulaire (sans filtre de lissage)**
b) **filtre en racine de cosinus sureleve (RRC) (sans filtre de lissage)**
c) **filtre en racine de cosinus sureleve (RRC) (avec filtre de lissage)**

a) Filtre rectangulaire (sans filtre de lissage)

- Nous ouvrons le programme et configurons les commandes de la face avant :
  Modulation QPSK
  Débit Symboles R = 1 MSymb / s
  Filtre rectangulaire ("none")
  Puissance : -5 dBm
  Rapport (Eb/N0) dB = 80 dB (bruit négligeable)
  Filtre de lissage : off si filtre rectangulaire

- On observe les chronogrammes des signaux (on met les entrées 1 et 2 de l'oscilloscope à 50Ω) :



On verifie le debit symboles, ainsi que les puissances de I et Q :

Mesure du débit symboles R :

On mesure un débit symboles R de 1Msymb/s pour les deux signaux, en utilisant la meme procedure que pour la capture 1. Cette valeur de R est cohérente avec la valeur envoyée par le programme Labview.

Mesure des puissances de I et Q :

Procédure : on mesure les valeurs efficaces des tensions I et Q. On sait que l'impédence la charge est 50 Ω, donc on pourra utiliser la formule $P_{[W]}=\frac{U_{eff\,[V]}^{2}}{R_{[\Omega]}}$

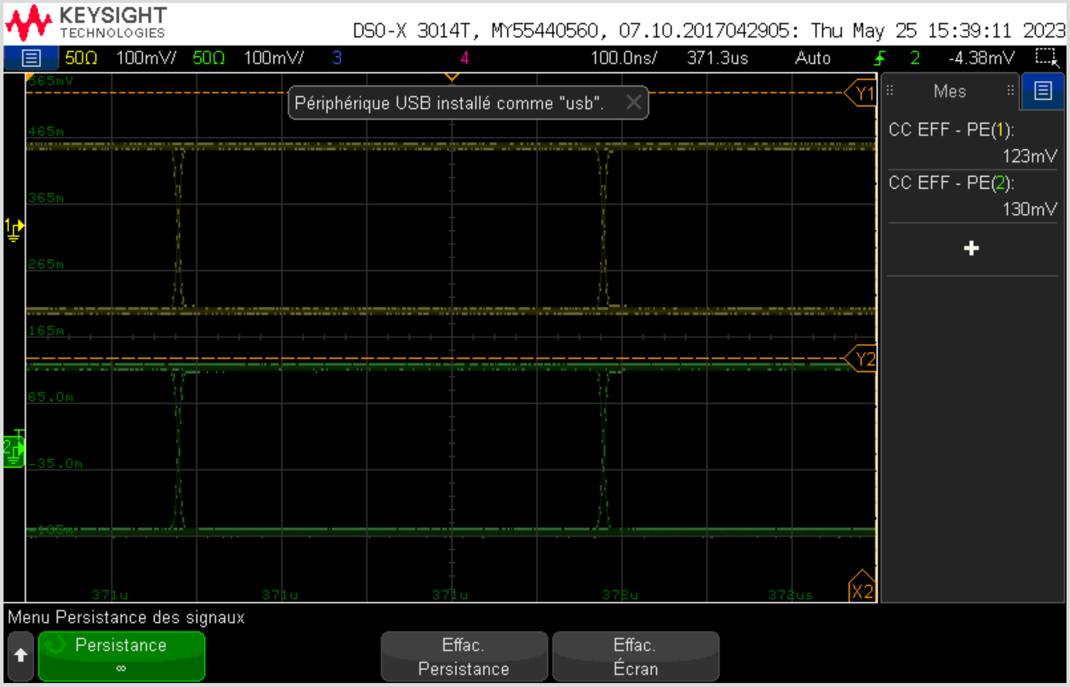
On mesure 124mVeff pour I. La puissance est $\frac{0{,}124^2}{50}\simeq 0{,}308\,mW$ *. En dBm:* $10\log\left(\frac{0{,}308}{1}\right)=-5{,}11\,dBm$

On mesure 126mVeff pour Q. La puissance est $\frac{0{,}126^2}{50}\simeq 0{,}318\,mW$ *. En dBm:* $10\log\left(\frac{0{,}318}{1}\right)=-4{,}98\,dBm$

ces valeurs de puissances sont cohérentes avec la puissance envoyée par le programme Labview $P_{Labview}$ *= -5dBm*
On sait que dans la modulation QPSK il y a 4 différents états. Les 4 différents états sont codés avec 2 signaux I et Q.
Explication : Chaque signal modulant a 2 états possibles en 1 T_s*. Avec les 2 signaux, il y a donc* $2\times 2=4$ *combinaisons d'états différents au total en 1* T_s*.*
4 états par temps symbole peuvent coder 2 bits par temps symbole (Ts).
Donc $2\times T_b=T_s$ *. Donc le débit binaire D est 2 fois plus rapide que le débit symboles R :* $D=2\times R=2\,Mbits/s$

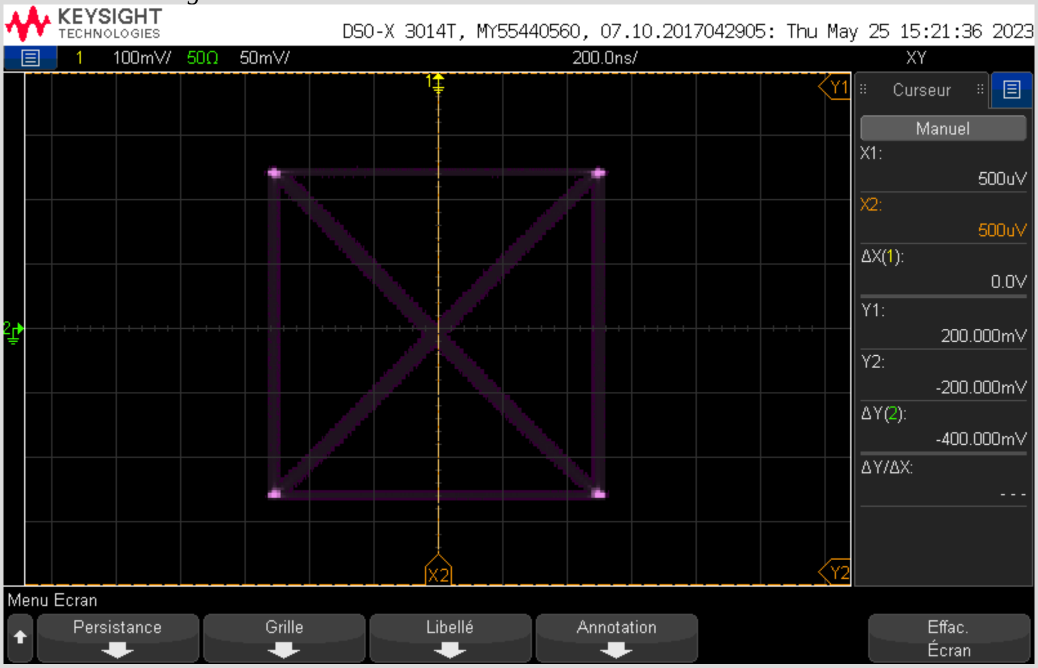
- On observe le diagramme de l’œil, et le diagramme des vecteurs pour commenter la susceptibilité aux erreurs de décodage.

On observe les diagrammes de l’oeil.



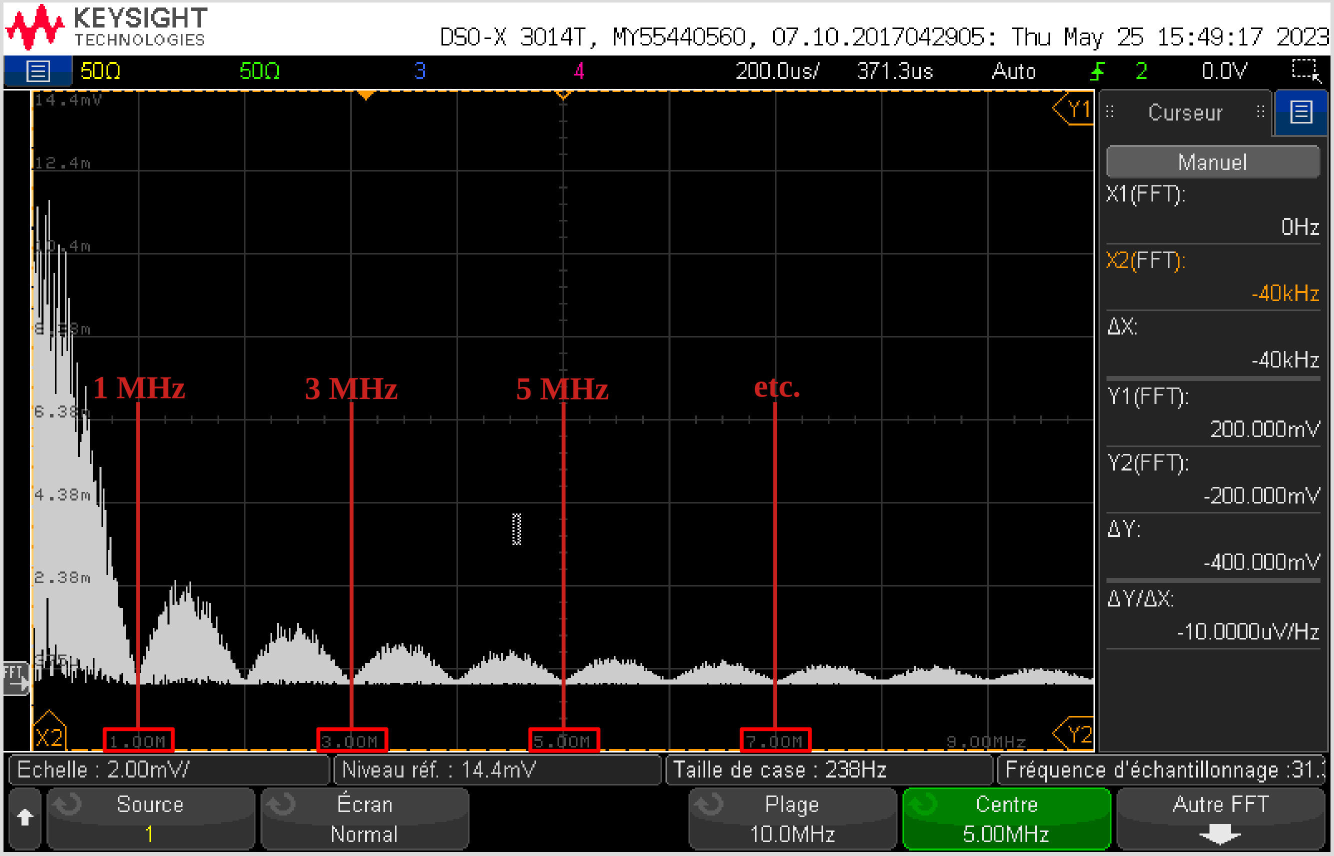
*Il y a **un diagramme de l’oeil** pour le signal I et **un autre** pour le signal Q. Pour chaque diagramme de l’oeil, il y a une large période pendant laquelle tous les symboles sont à un meme niveau, on peut déduire que l’IES (interférence entre symboles) n’existe pas. En plus, pendant cette période, les 2 niveaux du signal sont bien séparés. On conclut que le signal est peu susceptible au bruit et aux erreurs de décodage. Le diagramme de l’oeil est satisfaisant.*

On observe le diagramme des vecteurs.



Il y a 4 différentes valeurs de constellation. La constellation est bien nette. Les transitions entre les niveaux sont pratiquement uniformes. Il n’y a pas beaucoup de dépassements. On déduit que le signal est très facilement décodable. Le diagramme des vecteurs est satisfaisant.

- A l'aide de la fonction FFT de l'oscilloscope, on visualise le spectre du signal i(t) et nous allons le commenter, puis justifier théoriquement.



On voit que la réponse fréquentielle de ce signal est similaire à la valeur absolue d'un signal rectangulaire qui s'annulle tous les débits R (1MHz, 2MHz, 3MHz, ...), ce qui est la réponse fréquentielle d'un filtre rectangulaire avec un débit Symbole R = 1MHz.

La bande occupée est 1MHz pour 1 lobe. On a vu en cours que la réponse fréquentielle d'un filtre rectangulaire est un sinus cardinal. Ce sont plusieurs lobes dont l'amplitude s'annulle tous les débits symbole ($n \times R$ *). Il y a donc de l'émission importante dans les bandes voisines, cela veut dire que l'ACPR va etre grand.*

Le cahier des charges n'est pas respecté, car en bande transposée, B_{occ} sera supérieure à la limite imposée (1,9MHz).

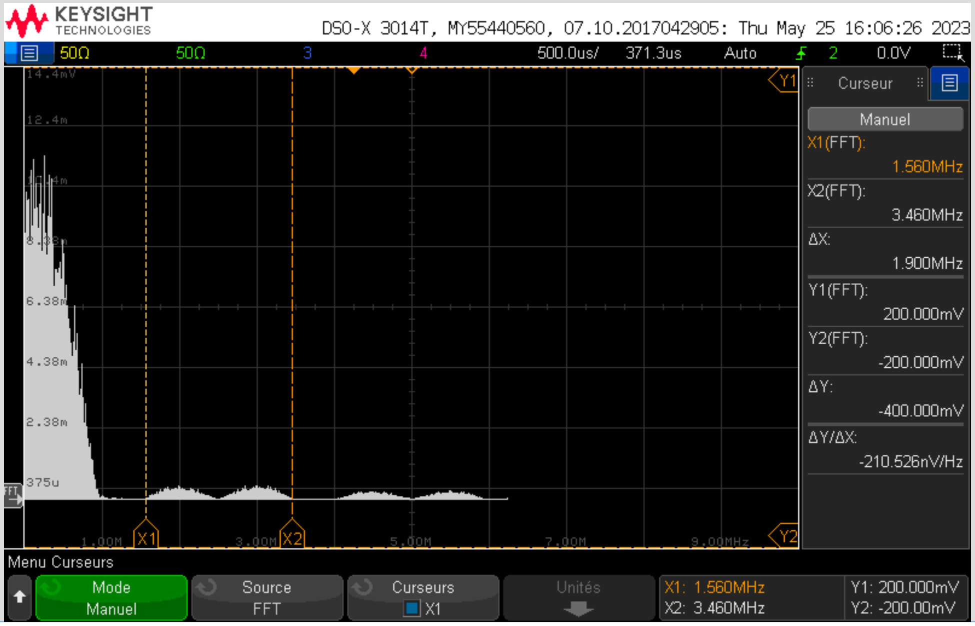
b) **Filtre en racine de cosinus sureleve (RRC) (sans filtre de lissage)**

Dans Labview, on change le filtre en racine de cosinus surélevé de roll off α à choisir de façon à respecter le cahier des charges. $B_{occ} < 1,9MHz$

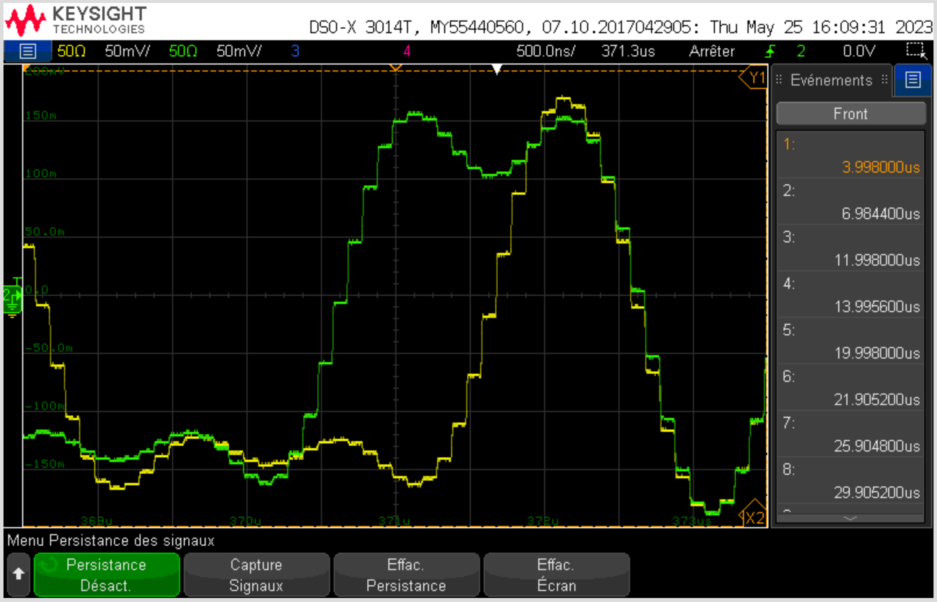
Le cahier des charges précise une bande occupée inférieure à 1,9 MHz. Un filtre en cosinus surélevé permet de réduire la bande occupée par le signal émis tout en évitant l'interférence entre symboles. On utilise le paramètre α pour régler la largeur de la bande occupée en bande transposée selon la formule $B_{occ} = (1+\alpha)*R$

On trouve $\alpha = (B_{occ}/R)-1 = (1,9M/1M)-1=0,9$

On visualise la réponse fréquentielle avec la fonction FFT de l'oscilloscope:



On visualise les chronogrammes des signaux I et Q sans filtre de lissage



En effet, Labview envoie au synthétiseur des échantillons du signal théorique. Chaque période d'échantillonnage, le signal change de niveau de tension et garde ce niveau jusqu'au prochain échantillon (échantilloneur bloqueur). On obtient donc des échantillons rectangulaires en sortie du synthétiseur.

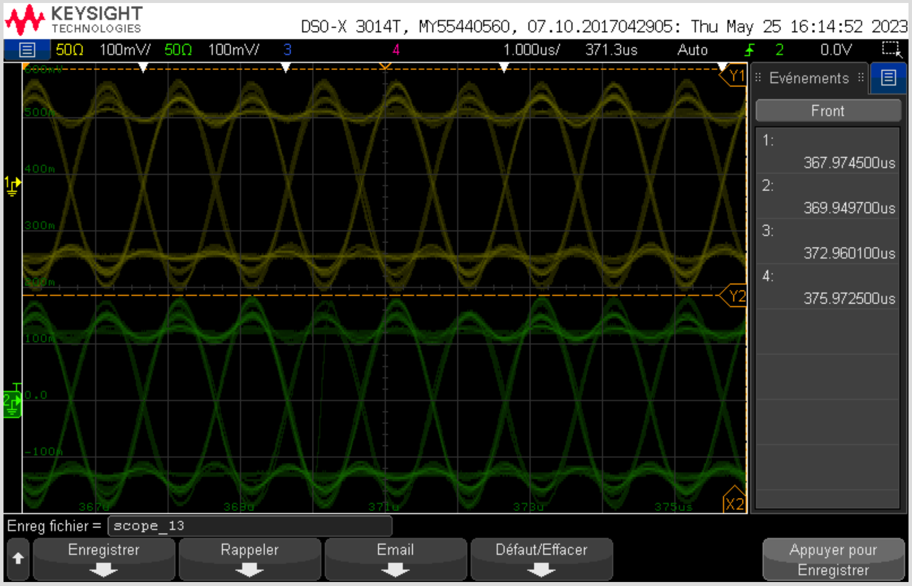
Sachant que les chronogrammes sont des échantillons rectangulaires du signal théorique, on y déduit que la réponse fréquentielle du signal sera modifiée. On pense que ces rectangles introduisent des lobes secondaires dans le spectre du signal. Cela est problématique pour l'encombrement spectral (émissions dans les bandes voisines).

On choisit donc dans Labview un filtre de lissage normal pour que le synthétiseur lisse le signal, afin d'avoir un signal quasi identique à la racine de cosinus surélevé.

c) **Filtre en racine de cosinus sureleve (RRC) (avec filtre de lissage)**

- On visualise les diagrammes de l'œil et le diagramme des vecteurs ; préciser s'il y a de l'interférence entre symboles et justifier. A l'aide de la fonction FFT de l'oscilloscope, visualiser le spectre du signal i(t) et le justifier théoriquement.

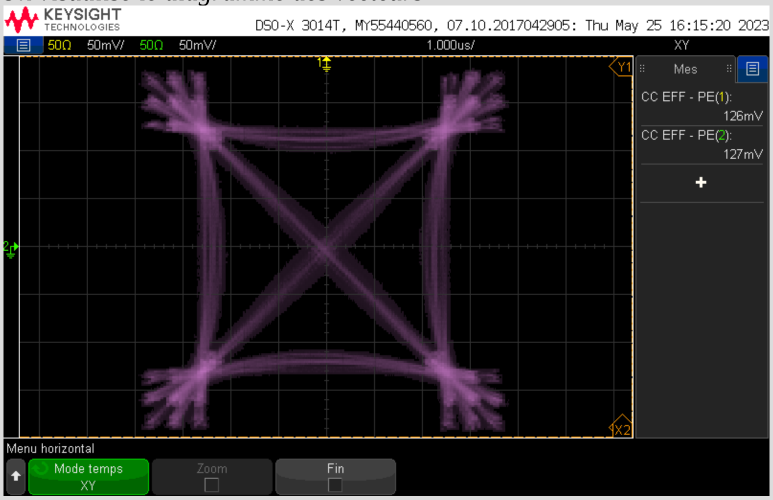
Apres avoir choisi un filtre de lissage normal, on visualise les diagrammes de l'oeil de I et Q:



Les symboles ne passent pas tous par un meme point. On déduit qu'il y a donc de l'IES. On remarque aussi des dépassements. On admet que c'est normal, car le filtre est une racine du filtre cosinus surélevé. Le filtre RRC est choisi intentionellement.

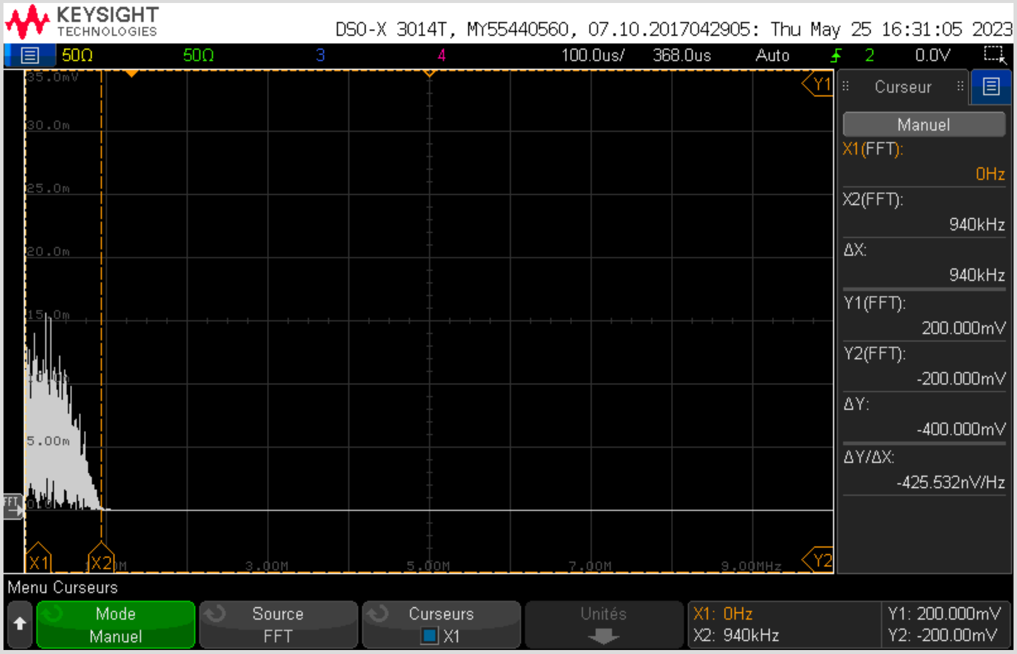
Explication: On veut un filtre cosinus surélevé en transmission du message SMS pour réduire la bande occupée sans perdre d'information du message.
On n'a été instruit dans les cours de radiocommunication qu'on utilise un filtre pour l'emission du signal et un filtre pour la reception du signal. Lors du décodage à la réecption, le signal aura passé les 2 filtres. Le filtre équivalent est $filtre_{emission} * filtre_{reception}$.
On nous a aussi instruit que pour minimiser les erreurs de transmission, on utilise le meme filtre pour la réception que pour l'émission.
Si chaque filtre est un cosinus surélevé, alors lors du décodage, le signal à décoder, ayant passé les 2 filtres, sera filtré en (cosinus surélevé)^2*. Cela va introduire de l'IES.*
Par contre, si chaque filtre est un RRC, alors lors du décodage, le signal à décoder, ayant passé les 2 filtres, sera filtré en $\sqrt{cosinus\ surélevé}^2 = cosinus\ surélevé$ *. Donc pas d'IES.*

On visualise le diagramme des vecteurs



On remarque plus notablement les dépassements, et que la constellation n'est pas très nettement définie, on déduit qu'il y a de l'IES.

A l'aide de la fonction FFT de l'oscilloscope on visualise le spectre.

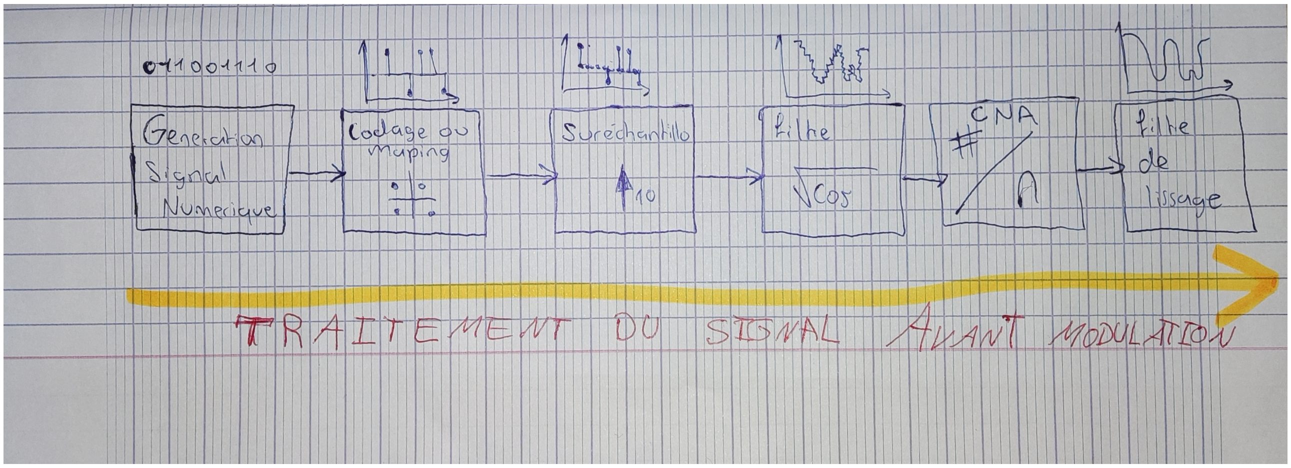


*On remarque qu'il n'y a plus d'émissions dans les bandes voisines. A 940kHz le signal est presque nul. La bande occupée en bande transposée est donc légèrement plus grande que 940kHz * 2 = 1,88MHz. Cela est cohérent avec la théorie, selon laquelle la bande occupée B se calcule :*

*B = (1+alpha)*R = (1+0,9)*1MHz = 1,9MHz*

- Etablir le schéma bloc en précisant les différentes fonctions réalisées : codage, suréchantillonnage, filtrage... On pourra s'aider du programme Labview fourni et identifier les différentes étapes.

Conformément au schéma bloc du TD, nous dessinons un schéma bloc, de sorte que l'échantillonnage se fasse juste après le codage QPSK et le signal est lissé après la conversion Numérique-Analogique



SEANCE 3

II - REALISATION DE L'EMETTEUR et TEST DE LA TRANSMISSION (séances 3 et 4)

Dans les séances 3 et 4 nous allons essayer d’émettre le signal dans l’air

Rappel :
Nous ne voulons pas perturber des canaux de transmission déjà utilisés. C’est à dire qu’a cette etape, nos émissions pourraient se superposer aux Bandes de fréquences déjà utilisées par d’autres personnes.

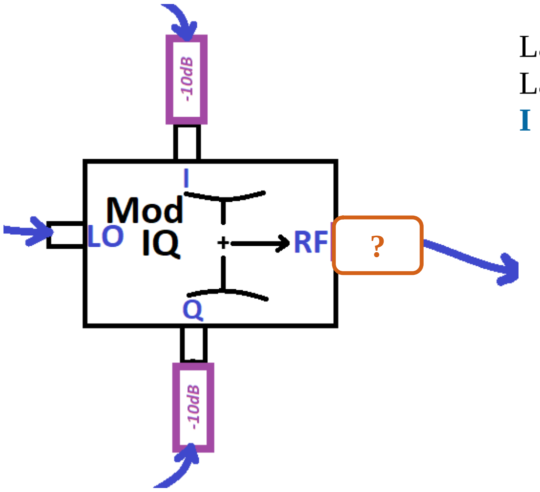
D’après le cahier des charges, nous avons le choix de travailler dans une Bande de fréquences comprise entre 868MHz et 895MHz. Si on respecte le cahier des charges, chaque canal doit être espacé de 2MHz.
On a donc (895 – 868) / 2 = 27/2 = 13 canaux possibles dans cette Bande de fréquences.
On travaille dans une salle avec 4 groupes donc cette bande va etre repartie entre 4 groupes.
Nous choisissons une frequence centrale de 894MHz.

Nous allons transposer en fréquences le signal QPSK à l’aide d’une fréquence porteuse.

Modulation IQ : étude

La transposition en fréquence du codage QPSK (modulation IQ) est faite avec un composant “**modulateur IQ**” qui a 3 entrées et 1 sortie. La sortie RF sera le signal QPSK transposé à la fréquence LO.

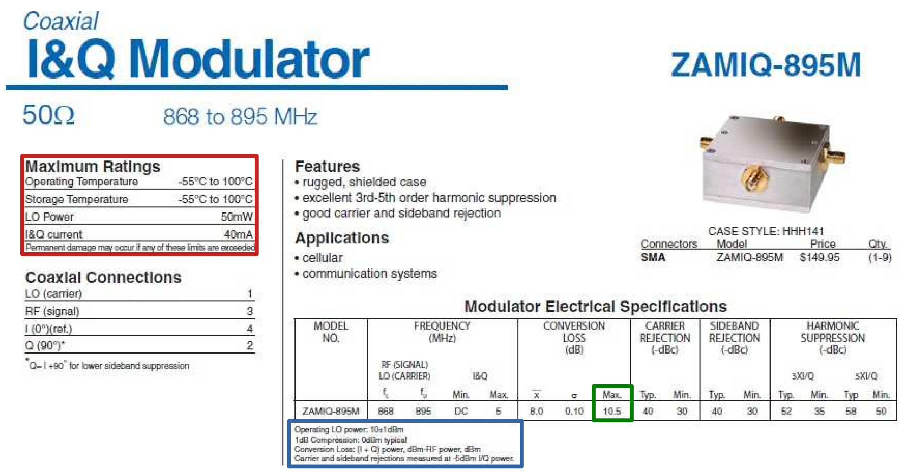
On relie chacun des signaux I et Q lissés à son entrée respective (**I** ou **Q**) par un atténuateur de 10dB par mesure de sécurité.



La sortie **RF** est le signal **LO** modulé en QPSK par les signaux I et Q. La puissance de la sortie **RF** est la somme des puissances des signaux **I** et **Q**. $P_{RF} = P_I + P_Q$

On doit faire attention à ne pas casser le **modulateur IQ** : on consulte donc la documentation de ce composant pour déterminer les limites de puissance à ne pas dépasser.

IQ Modulateur



Coaxial
I&Q Modulator
ZAMIQ-895M
50Ω 868 to 895 MHz

Maximum Ratings

Operating Temperature	-55°C to 100°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
LO Power	50mW
I&Q current	40mA

Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded

Coaxial Connections

LO (carrier)	1
RF (signal)	3
I (0°)(ref.)	4
Q (90°)*	2

*Q–I +90° for lower sideband suppression

Features
- rugged, shielded case
- excellent 3rd-5th order harmonic suppression
- good carrier and sideband rejection

Applications
- cellular
- communication systems

CASE STYLE: HHH141

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZAMIQ-895M	$149.95	(1-9)

Modulator Electrical Specifications

MODEL NO.	FREQUENCY (MHz) RF (SIGNAL) LO (CARRIER) f_L	f_U	I&Q Min.	I&Q Max.	CONVERSION LOSS (dB) $\bar{x}$	σ	Max.	CARRIER REJECTION (-dBc) Typ.	Min.	SIDEBAND REJECTION (-dBc) Typ.	Min.	HARMONIC SUPPRESSION (-dBc) 3XI/Q Typ.	3XI/Q Min.	5XI/Q Typ	5XI/Q Min.
ZAMIQ-895M	868	895	DC	5	8.0	0.10	10.5	40	30	40	30	52	35	58	50

Operating LO power: 10±1dBm
1dB Compression: 0dBm typical
Conversion Loss: (I + Q) power, dBm-RF power, dBm
Carrier and sideband rejections measured at -5dBm I/Q power.

On remarque la section Maximum Ratings, c’est pour les valeurs maximales à ne pas dépasser :

$P_{LO\,MAX} = 50\ mW \iff P_{LO\,MAX\,(dBm)} = 17\ dBm$

$I_{I\&Q\,MAX} = 40\ mA$

On deduit la puissance $P_{IQ\,MAX}$

$$P_{IQ\,MAX} = RI^2 = 50 \times 0{,}04^2 = 0{,}08\,W$$
$$P_{IQ\,MAX\,(dBm)} = 19\,dBm$$

On ne sait pas si cette puissance c’est la somme de $P_I + P_Q$ a ne pas depasser ou la puissance maximale de chaque entrée.
Si c’est P_{MAX} de chaque entrée I et Q alors chaque entrée I et Q peut aller jusqu’à 19 dBm

Si c’est P_{MAX} de la somme $P_I + P_Q$ alors chaque entree sera < 19 dBm.
Plus précisément < 16dBm, car Amplitude I = Amplitude Q dans une Modulation QPSK propre. Donc $P_I = P_Q$

$$P_{I\,MAX} = P_{Q\,MAX} = \frac{P_{IQ\,MAX}}{2} = \frac{0{,}08\,W}{2} = 0{,}04\,W$$
$$P_{I\,MAX\,(dBm)} = P_{Q\,MAX\,(dBm)} = P_{IQ\,MAX\,(dBm)} - 3\,dB = 19 - 3 = 16\,dBm$$

Par mesure de sécurité on assume le pire des cas et on ne va pas faire dépasser P_I et P_Q de 16 dBm

On déduit les valeurs typiques à utiliser pour $P_{LO\,typ}$ et $P_{(I+Q)\,typ}$ du bas de cette documentation :

$$P_{LO\,typ(dBm)} = 10 \pm 1\,dBm$$
$$P_{(I+Q)\,typ(dBm)} = -5\,dBm$$

} On ne va pas dépasser ces valeurs de puissances pour que le modulateur IQ fonctionne normalement

Modulation IQ : émission du signal modulé

1ère EMISSION

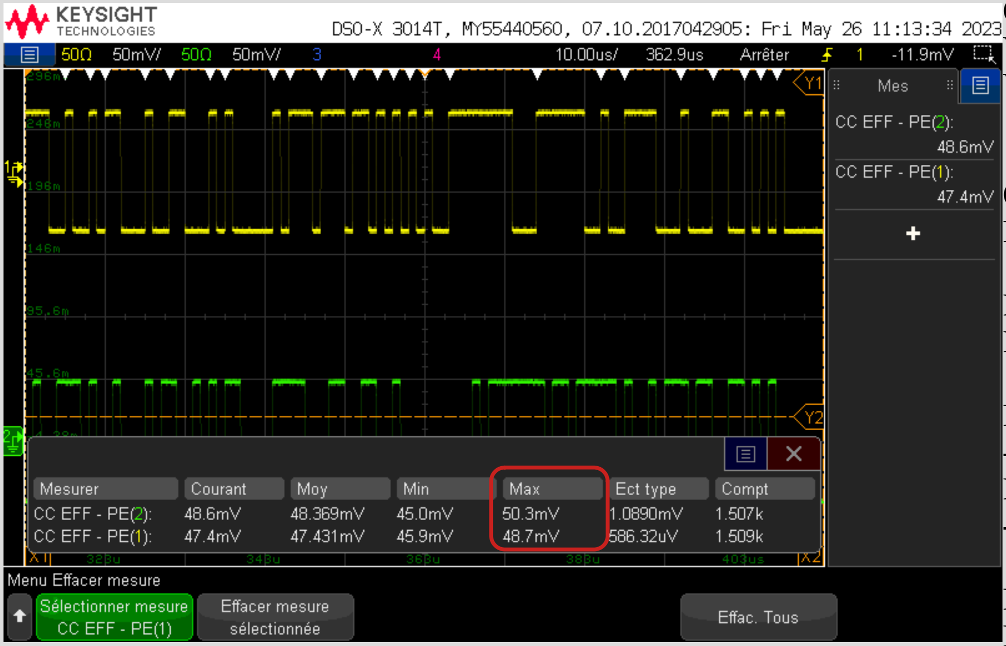
Le logiciel labview permet de régler le signal modulant IQ. La puissance réglée sur labview est la puissance pour chaque sortie I et Q.
Donc si on choisit –10dBm sur labview, chaque entree I et Q du “**modulateur IQ**”, étant attenuée de 10 dB, aura –10dBm – 10 dB = –20dBm

Dans labview:

On choisit un filtre rectangulaire
On ne choisit pas de filtre de lissage
On fait une émission en réglant –10dBm. (On considère que le signal émis est aléatoire)

On visualise les chronogrammes des signaux I et Q avec un oscilloscope pour vérifier la coherence des puissances I et Q mesurées avec la valeur réglée sur Labview. Pour ce faire, on branche les sorties 1 et 2 du synthétiseur directement sur les voies 1 et 2 de l’oscilloscope (Impédances des entrées 1 et 2 à 50Ω).

Voici nos mesures sur l’oscilloscope :



On mesure :
$V_{Q\ eff\ max}$ = 50,3 mV
$V_{I\ eff\ max}$ = 48,7 mV

On calcule :
$P_{eff} = V_{eff}^2 / R$

$P_{Q\ eff\ max} = 0{,}0503^2 / 50 = 50{,}6\mu W$
$P_{I\ eff\ max} = 0{,}0487^2 / 50 = 47{,}4\mu W$

$P_{Q\ eff\ max\ (dBm)} = 10 \log(P_{Q\ eff\ max}) \simeq -12{,}96dBm$
$P_{I\ eff\ max\ (dBm)} = 10 \log(P_{I\ eff\ max}) \simeq -13{,}24dBm$

$P_{(I\ +\ Q)\ eff\ max} = 98\mu W \simeq 100\mu W$
$P_{(I\ +\ Q)\ eff\ max\ (dBm)} \simeq -10\ dBm$

On sait que l’impédance pour chaque voie est 50Ω.

Si on branche I et Q dans les entrées I et Q du “**modulateur IQ**” en parallèle des entrées 1 et 2 de l’oscilloscope, la puissance émise sera divisée équitablement entre le “**modulateur IQ**” et l’oscilloscope.

La puissance totale pour chacun des modulants I et Q sera donc le double :
$P_{TOTAL\ I\ eff\ max\ (dBm)} = P_{I\ eff\ max\ (dBm)} + 3dB \simeq -13{,}24dBm + 3dB = -10{,}24dBm$
$P_{TOTAL\ Q\ eff\ max\ (dBm)} = P_{Q\ eff\ max\ (dBm)} + 3dB \simeq -12{,}96dBm + 3dB = -9{,}96dBm$

Ces valeurs de puissances sont cohérentes avec le réglage de -10dBm pour les puissances I et Q dans labview, si on assume que l’oscilloscope n’est pas le seul appareil branché en 50Ω aux sorties I et Q

2nde EMISSION

On branche I et Q dans les entrées I et Q du “**modulateur IQ**”.
On génère une fréquence d’oscillation f_{OL} = 894MHz qu’on relie à l’entrée OL du “**modulateur IQ**”

Dans labview:

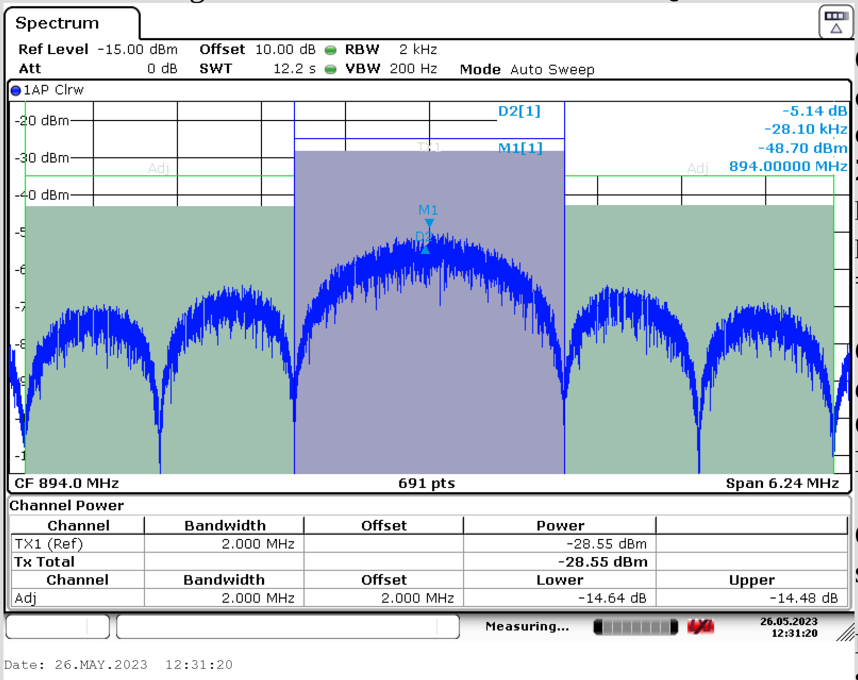
On laisse tous les paramètres inchangés.

On règle l’analyseur de spectre :

fcenter = 894MHz, span = 6.24MHz, ref level = -15dBm,

on oublie de régler **trace→trace2→detector→RMS** de la 2nde EMISSION à la 6ème EMISSION !!!

On mesure le signal de sortie **RF** du “**modulateur IQ**” avec un analyseur de spectre :



On mesure la puissance dissipée dans le canal de transmission principal, ainsi que les canaux adjacents avec un filtre de résolution 2kHz. On precise :

la frequence centrale = 894Mhz

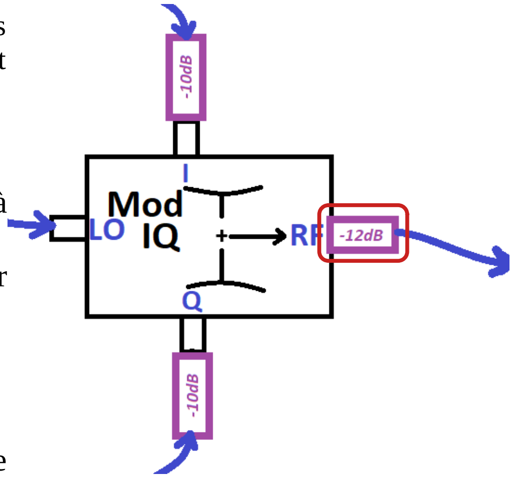
largeur des canaux = espacement entre canaux = 2MHz

On s’attend à mesurer une puissance de -16 dBm ou -17dBm :
Chaque entree I et Q recoit –20dBm
La P_{RF} sera -20 +3 = -17 dBm

Or la puissance mesurée à l’analyseur de spectre est -28.55 dBm

Nous avons donc une atténuation de ≃12dB à la sortie RF du mélangeur (pertes de conversion)

Nous avons changé de câble à la sortie RF en mettant un câble court mais les résultats restent les mêmes. Les pertes de conversion calculées ≃12dB sont plus grandes que la valeur maximale de 10,2dB spécifiée dans la doc.



De plus, on mesure que la bande occupée par le signal est supérieure à 1,9MHz à cause des lobes secondaires du signal émis.
La puissance émise dans les canaux adjacents est trop grande par rapport à la puissance dans le canal principal ($ACPR=P_{Adj}/P_{Principal}$):
$ACPR_{upper\ (dB)} = P_{Adj\ (dB)} - P_{Principal\ (dB)} = -14.48$ dB
$ACPR_{lower\ (dB)} = P_{Adj\ (dB)} - P_{Principal\ (dB)} = -14.64$ dB

Le spectre mesuré est le même que la réponse fréquentielle d’un filtre rectangulaire. Il y a des lobes secondaires donc l’amplitude s’annulle tous les débits symbole (R = 1MHz).

Pour éliminer les lobes secondaires on choisit un filtre en cosinus surélevé, avec un Roll-Off α = 0,9. On a déjà fait les calculs dans la Séance 2 pour arriver au résultat α = 0,9.

<u>Modulation IQ : émission du signal modulé</u>

Le cahier des charges précise que la puissance d'émission est comprise entre 0.5mW et 5mW
Cela correspond à une puissance comprise entre -3dBm et 7dBm

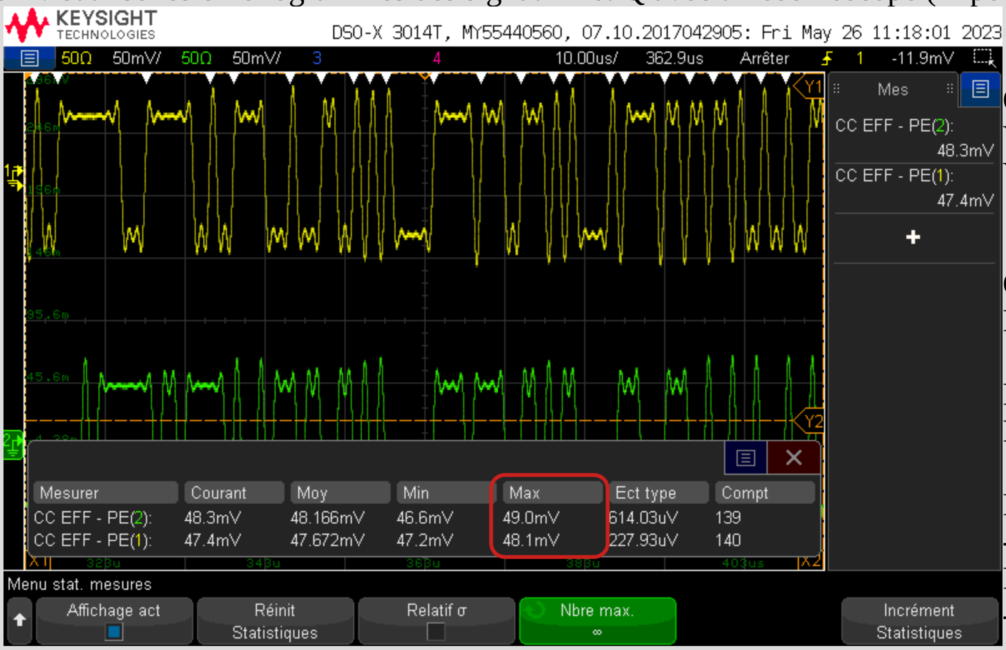
3ème EMISSION

On branche I et Q dans les entrées I et Q du "**modulateur IQ**" en parallele des entrées 1 et 2 de l'oscilloscope.
On génère une fréquence d'oscillation f_{OL} = 894MHz qu'on relie à l'entrée OL du "**modulateur IQ**"

Sur labview:

On choisit un filtre en RRC (root raised cosine)
On choisit un filtre de lissage normal
On fait une émission en réglant –10dBm sur labview. (On considère que le signal émis est aléatoire)

On visualise les chronogrammes des signaux I et Q avec un oscilloscope (impédance d'entrée 50Ω) :



On mesure :
$V_{Q\ eff\ max}$ = 49,0 mV
$V_{I\ eff\ max}$ = 48,1 mV

On calcule :
$P_{eff} = V_{eff}^2 / R$

$P_{Q\ eff\ max} = 0{,}0490^2 / 50 \simeq 48\mu W$
$P_{I\ eff\ max} = 0{,}0481^2 / 50 \simeq 46{,}3\mu W$

$P_{Q\ eff\ max\ (dBm)} = 10 \log(P_{Q\ eff\ max}) \simeq$ -13,19dBm
$P_{I\ eff\ max\ (dBm)} = 10 \log(P_{I\ eff\ max}) \simeq$ -13,34dBm

$P_{(I + Q)\ eff\ max}$ = 94,3µW
$P_{(I + Q)\ eff\ max\ (dBm)} \simeq$ -10,25 dBm

On sait que l'impédance pour chaque voie est 50Ω.

Si on branche I et Q dans les entrées I et Q du "**modulateur IQ**" en parallèle des entrées 1 et 2 de l'oscilloscope, la puissance émise sera divisée équitablement entre le "**modulateur IQ**" et l'oscilloscope.

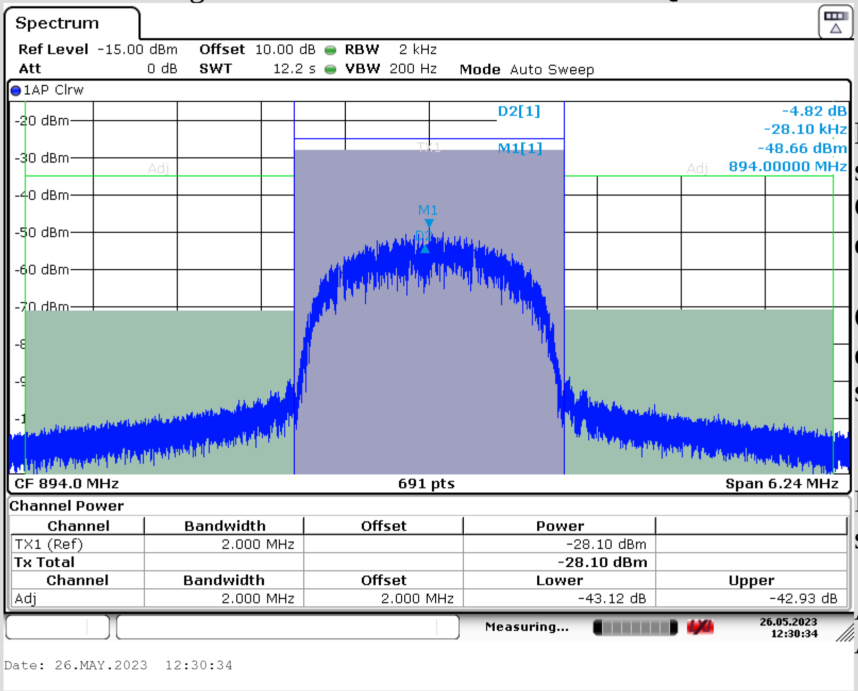
La puissance totale pour chacun des modulants I et Q sera donc le double :
$P_{TOTAL\ I\ eff\ max\ (dBm)} = P_{I\ eff\ max\ (dBm)} + 3dB \simeq -13{,}34dBm + 3dB = -10{,}34dBm$
$P_{TOTAL\ Q\ eff\ max\ (dBm)} = P_{Q\ eff\ max\ (dBm)} + 3dB \simeq -13{,}19dBm + 3dB = -10{,}19dBm$

Ces valeurs de puissances sont cohérentes avec le réglage de -10dBm pour les puissances I et Q dans labview, si on assume que l'oscilloscope n'est pas le seul appareil branché en 50Ω aux sorties I et Q

Réglages de l’analyseur de spectre :

fcenter = 894MHz, span = 6.24MHz, ref level = -15dBm

On mesure le signal de sortie **RF** du “**modulateur IQ**” avec un analyseur de spectre :



La puissance mesurée à l’analyseur de spectre est -28,10 dBm
Cela est inconforme au cahier des charges, d’apres lequel : -3dBm < $P_{emission}$ < 7dBm

On imagine que la basse puissance mesurée est toujours à cause de l’atténuation à la sortie RF du **modulateur IQ**.

Par contre, le spectre n’a plus de lobes secondaires.

$ACPR_{upper\,(dB)} = P_{Adj\,(dB)} - P_{Principal\,(dB)} = -42.93$ dB
$ACPR_{lower\,(dB)} = P_{Adj\,(dB)} - P_{Principal\,(dB)} = -43.12$ dB

CALCUL DE PUISSANCES I ET Q POUR ATTEINDRE LA PUISSANCE D’EMISSION SOUHAITEE

On sait que la puissance de sortie RF du modulateur IQ est la somme des puissances I&Q.
On déduit qu’en augmentant la puissance IQ émise par le GBF, on pourra augmenter la puissance émise, mais nous ne devons pas dépasser la puissance MAX du modulateur IQ $P_{I\&Q\ MAX\ (dBm)}$ = 19dBm

On ne va pas faire dépasser P_I et P_Q de 16 dBm
La puissance somme PI+PQ en entrée du modulateur IQ sera la puissance choisie sur labview +3dB.

Avec des pertes de conversion à 12dB, on déduit la puissance à régler au synthétiseur pour avoir une puissance d’émission de 3dBm:

$$P_{out} = P_{I\,dBm} + P_{Q\,dBm} - Att_{RF\,dBm} \Leftrightarrow P_{I+Q\,dBm} = P_{out} + Att_{RF\,dBm} = 3\,dBm + 12\,dB = 15\,dBm \Leftrightarrow P_{I\,dBm} = P_{I+Q\,dBm} - 3\,dB = 12\,dBm$$

En envoyant une puissance de 22 dBm par le synthétiseur, la puissance pour chaque entrée du mélangeur sera :
22 – 10 = 12 dBm
12 dBm < 16 dBm MAX

Cette valeur de puissance, en revanche, est supérieure à la valeur –5dBm I/Q power utilisée dans la documentation. On attend une puissance en sortie du mélangeur. On risque donc d’avoir des problèmes de non linéarité ou saturation

On décide quand même d’envoyer cette puissance pour voir ce que ça fait.

$4^{ème}$ EMISSION

Sur labview:

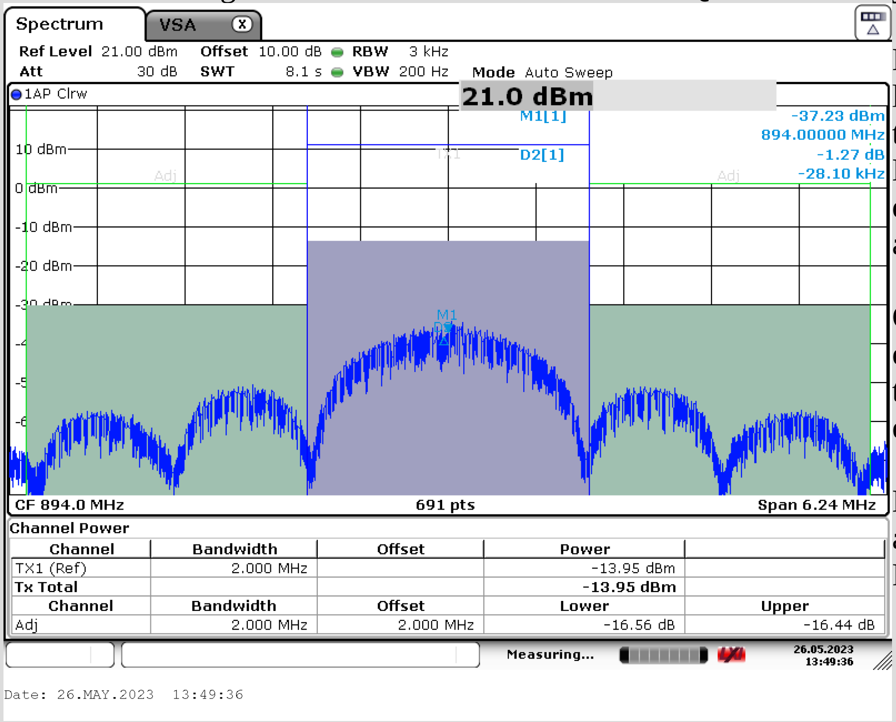
On choisit 22 dBm sur labview pour avoir 22dBm – 10dB = 12 dBm sur chaque entrée du “**modulateur IQ**”.

On laisse tous les autres paramètres inchangés.

On règle l’analyseur de spectre :

fcenter = 894MHz, span = 6.24MHz, ref level = 21dBm

On mesure le signal de sortie **RF** du “**modulateur IQ**” avec un analyseur de spectre :



Mais les mesures de puissance sur l’analyseur du spectre diffèrent de la théorie. On mesure -13 dBm émis dans la Bande Principale, ce qui est 16 dB d’atténuation par rapport à la valeur attendue de 3 dBm.

On fait l’hypothèse que la puissance des entrées I et Q du modulateur pourrait etre trop grande, et le modulateur est peut-etre entré dans une zone de non linéarité.

En plus on voit des gros lobes secondaires apparaitre, alors qu’on a choisi un filtre en RRC. Peut etre qu’il y a une saturation.

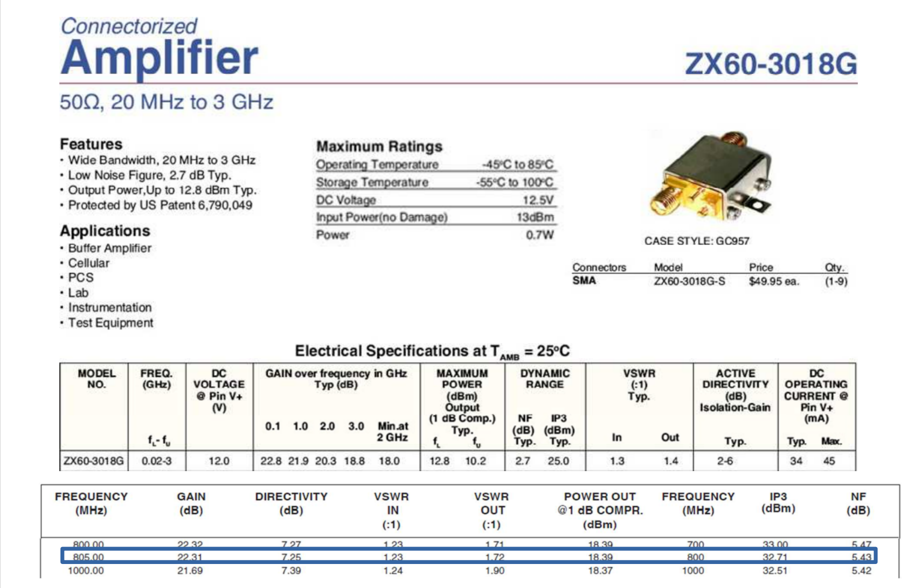
On veut alors travailler avec des puissances I et Q assez faibles (< –5dBm) pour un fonctionnement du “**modulateur IQ**” normal.

Amplification du signal : étude

Pour atteindre la puissance d’émission souhaitée en laissant le “**modulateur IQ**” travailler avec des puissances I et Q assez faibles, on choisit un amplificateur qu’on va brancher à la sortie RF du modulateur. On imagine que l’amplificateur pourra amplifier le signal RF du modulateur pour arriver à la puissance d’émission souhaitée.

On utilise un amplificateur **ZX60-3018G**
On consulte la documentation de ce composant pour déterminer ses caractéristiques (P_{IN} @1dB compression, Gain over frequency).

Amplificateur ZX60-3018G



Connectorized
Amplifier
ZX60-3018G
50Ω, 20 MHz to 3 GHz

Features
- Wide Bandwidth, 20 MHz to 3 GHz
- Low Noise Figure, 2.7 dB Typ.
- Output Power,Up to 12.8 dBm Typ.
- Protected by US Patent 6,790,049

Applications
- Buffer Amplifier
- Cellular
- PCS
- Lab
- Instrumentation
- Test Equipment

Maximum Ratings

Operating Temperature	-45°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
DC Voltage	12.5V
Input Power(no Damage)	13dBm
Power	0.7W

CASE STYLE: GC957

Connectors	Model	Price	Qty.
SMA	ZX60-3018G-S	$49.95 ea.	(1-9)

Electrical Specifications at T_{AMB} = 25°C

MODEL NO.	FREQ. (GHz)	DC VOLTAGE @ Pin V+ (V)	GAIN over frequency in GHz Typ (dB)					MAXIMUM POWER (dBm) Output (1 dB Comp.) Typ.		DYNAMIC RANGE		VSWR (:1) Typ.		ACTIVE DIRECTIVITY (dB) Isolation-Gain	DC OPERATING CURRENT @ Pin V+ (mA)	
	f_L - f_U		0.1	1.0	2.0	3.0	Min.at 2 GHz	f_L	f_U	NF (dB) Typ.	IP3 (dBm) Typ.	In	Out	Typ.	Typ.	Max.
ZX60-3018G	0.02-3	12.0	22.8	21.9	20.3	18.8	18.0	12.8	10.2	2.7	25.0	1.3	1.4	2-6	34	45

FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)	DIRECTIVITY (dB)	VSWR IN (:1)	VSWR OUT (:1)	POWER OUT @1 dB COMPR. (dBm)	FREQUENCY (MHz)	IP3 (dBm)	NF (dB)
800.00	22.32	7.27	1.23	1.71	18.39	700	33.00	5.47
805.00	22.31	7.25	1.23	1.72	18.39	800	32.71	5.43
1000.00	21.69	7.39	1.24	1.90	18.37	1000	32.51	5.42

On utilise le tableau en bas de cette documentation pour determiner la puissance d’entrée au point de compression de 1 dB.

$$P_{IN@1dB}=P_{OUT@1dB}-(G_{@1dB})$$

Le gain de l’amplificateur au point de compression de 1 dB est 1dB de moins que le gain dans la zone linéaire.

$$G_{@1dB}=G_{lin}-1\,dB$$

La bande occupée par notre émission est centrée sur 894MHz. La fréquence plus proche de 894MHz sur le tableau de bas est 805 MHz.

On détermine le gain de l’amplificateur

$$G_{@891\,MHz}\simeq G_{@805\,MHz}=22.31\,dB$$

On détermine la puissance de sortie au point de compression de 1 dB

$$P_{OUT@1dB}=18.39\,dBm$$ (pour 805 MHz)

On détermine la puissance d’entrée au point de compression de 1 dB

$$P_{IN@1dB}=P_{OUT@1dB}-(G_{lin}-1\,dB)$$
$$P_{IN@1dB}=18.39-(22.31-1\,dB)=-2.92\,dBm$$

Nous voulons travailler dans la zone linéaire de l’amplificateur pour avoir un fonctionnement normal
On dit que la puissance d’entrée doit etre au moins 10dB en dessous de $P_{IN@1dB}$ pour rester dans la zone linéaire.

$$P_{IN\,lin}\leq P_{IN@1dB}-10\,dB$$
$$P_{IN\,lin}\leq -2{,}92\,dBm-10\,dB$$
$$P_{IN\,lin}\leq -12{,}92\,dBm$$

Amplification du signal : émission du signal modulé

On choisit une Puissance d'émission comprise entre -3dBm et 7dBm.
On choisit 2.31 dBm pour simplifier les calculs
La puissance d'émission est la Puissance de sortie (P_{OUT}) de l'amplificateur = 2.31 dBm

Code couleur:

Amplificateur
Modulateur IQ

$P_{IN} = P_{OUT} – 22.31dB = 2.31 – 22.31 = –20dBm$

$P_{RF} = P_{IN}$

$P_{RF} = (P_I + P_Q) – 12dB$

$(P_I + P_Q) = P_{RF} + 12dB = P_{IN} + 12\ dB = –20dBm + 12dB = –8\ dBm$

$P_I = P_Q = (P_I + P_Q) –3dB = –8dBm –3dB = –11dBm$

$P_I = P_{Labview} – Att = P_{Labview} – 10dB$

$P_{Labview} = P_I + 10\ dB = –11dBm + 10dB = –1dBm$

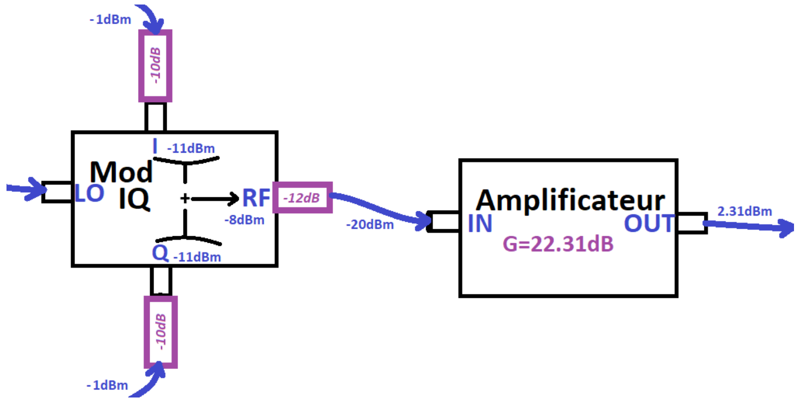
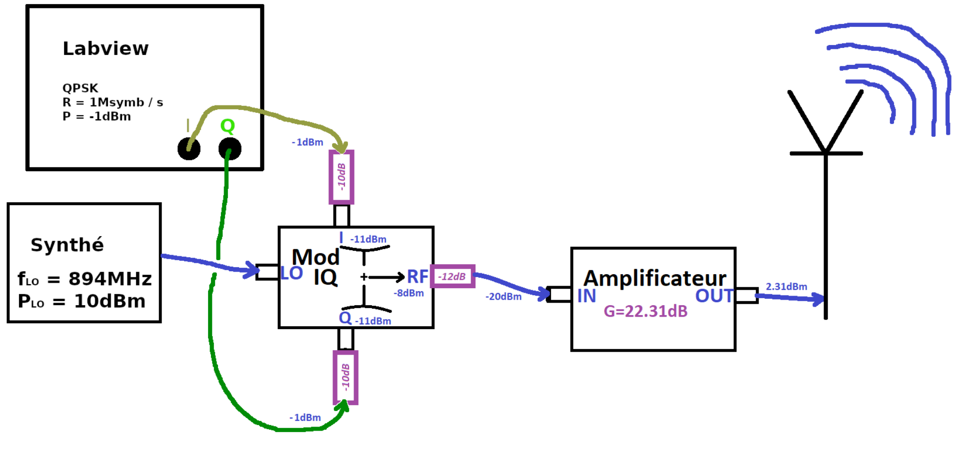
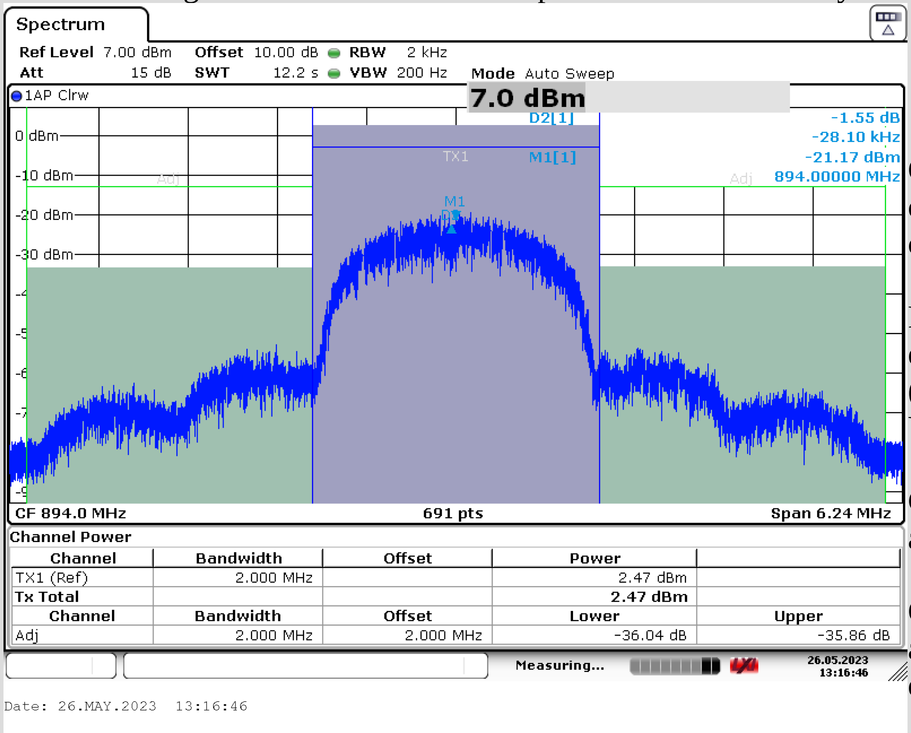


Schéma d'émission:



5ème EMISSION
On choisit un filtre en RRC (root raised cosine)
On choisit un filtre de lissage normal
On fait une émission en réglant –1 dBm sur labview. (On considère que le signal émis est aléatoire)

On mesure le signal de sortie **OUT** de l'amplificateur avec un analyseur de spectre (ref level = 7dBm) :



On mesure 2.47dBm dans la bande occupée, ce qui est cohérent avec nos calculs de puissance.

Par contre, on remarque que l'ACPR est supérieur à -40dBc
(Lower : -36.04 dB
Upper : -35.86 dB)

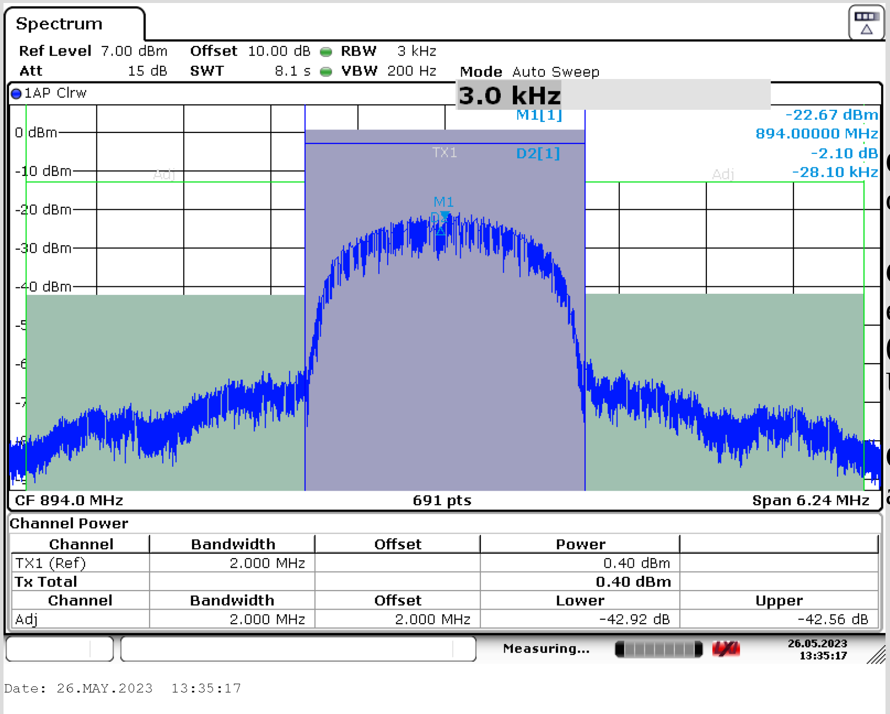
Cela n'est pas conforme au cahier des charges.

On ne sait pas si les lobes secondaires aparaissent à cause d'une puissance d'entrée trop grande

Nous allons descendre la puissance d'emission de 2 dB et observer les changements:

6ème EMISSION
On fait une émission en réglant –3 dBm sur labview (On laisse tous les autres paramètres inchangés)

On mesure le signal de sortie **OUT** de l'amplificateur avec un analyseur de spectre (ref level = 7dBm) :

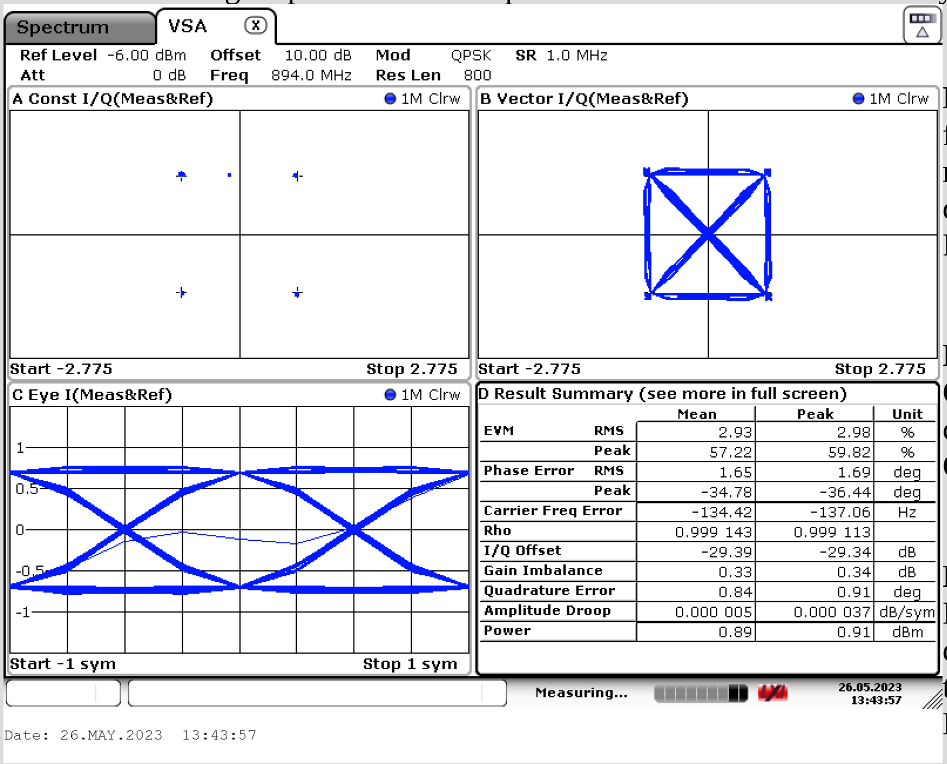


On mesure 0.40dBm dans la bande occupée.

Cette fois-ci, on remarque que l'ACPR est inférieur à -40dBc
(Lower : -42.92 dB
Upper : -42.56 dB)

On est maintenant conforme au cahier des charges.

On démodule le signal pour mesurer la qualité de transmission avec l’analyseur de spectre (**ref level = -6dBm??**) :



Réglages :
filtre réception = filtre émission: RRC
modulation: QPSK
debit: 1Msymb/s
Roll-Off: 0,9

Ecran A:
On remarque que les 4 points de constellation sont bien nets.
On déduit qu’il n’y a pas d’IES

Ecran B:
Le diagramme des vecteurs montre des lignes assez droites pour les transitions entre niveaux.
Les dépassements ne sont pas grands.

Ecran C:
le diagramme de l’oeil est bien ouvert. Les transitions entre niveaux sont uniformes et passent tous par 1 des 2 points uniques à l’instant de décision optimal :
Chacun des 2 niveaux est bien défini.
Il n’y a pas d’IES.
Les dépassements sont petits.

Ecran D:
L’EVM efficace mesuré est 2,93%
L’EVM maximal mesuré est 59,82%
La puissance efficace mesurée est de 0,89 dBm
La puissance maximale mesurée est de 0,91 dBm

Ces mesures nous montrent que la transmission de l’information est correcte.

/!\ On doit faire attention à filtrer la réception pour seulement garder la Bocc de notre signal émis. /!

SEANCE 4

Précédemment nous avons réalisé des calculs pour arriver à avoir une puissance d'émission égale à 2,31dBm soit une puissance de 1,70mW ce qui respectait le cahier de charges. Nous avons trouvé, avec l'expérimentation, que la puissance du signal modulant avant amplificateur était trop grande car en sortie de l'amplificateur nous avons trouvé des lobes au canaux adjacentes (5ème émission), cela probablement dû à l'effet de rentrer dans une état de non linéarité de l'amplificateur. À cause de ce problème, nous avons décidé de réduire la puissance du signal modulé avant amplification en réduisant la puissance des signaux I et Q à -3dBm (6ème émission). Les lobes effectivement ont disparut et l'ACPR était correcte.

Cette expérimentation nous a permis d'observer l'émission pour une seule valeur de puissance, mais on cherche toujours trouver le meilleur en termes d'émission. Nous avons alors décidé de tester plusieurs niveaux des puissances d'émission pour trouver la plus adéquate pour notre projet.

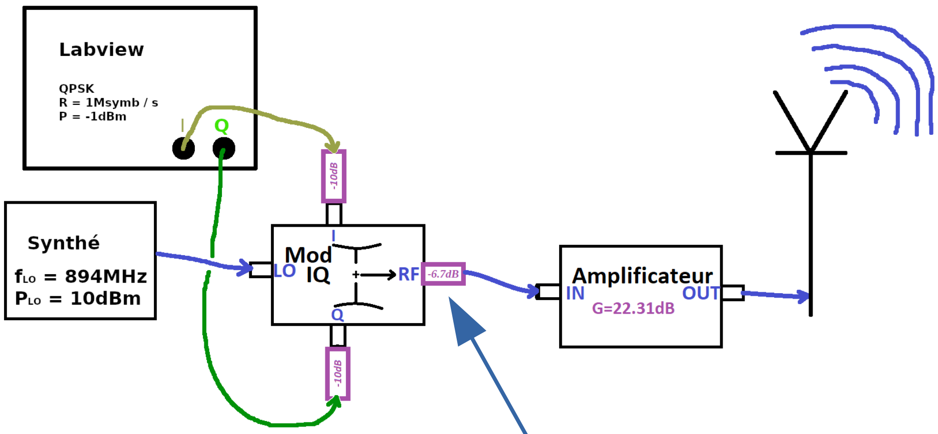
On s'est aperçu d'une erreur de mesure

En préparant le matériel nous avons commencé, par mesure de sécurité, la routine de mesurer la puissance du signal OL généré par le synthétiseur.
En mesurant la puissance du signal OL on s'est apercu que la puissance mesuree a l'analyseur de spectre etait enviton 3,25dB en dessous de la valeur envoyée.
Nous avons changé de cables et de synthétiseur, mais la valeur reste approximativement la meme. Le professeur a empreinté le meme synthétiseur avec le meme cable, pour les brancher à un autre analyseur de spectre. Elle a trouvé que la valeur mesurée est 0,3dB en dessous de la valeur envoyée.
On déduit qu'il y a de fortes chances que le problème de pertes vient de l'analyseur de spectre que nous utilisons.
Nous avons réglé le offset non pas à 10dB (compensation de l'atténuateur en entrée de l'analyseur de spectre), mais de 13.25dB pour compenser les $\simeq 3,25\,dB$ de différence.

On déduit que les mesures des séances précédentes peuvent etre fausses
En fait, entre les séances, on range tout le matériel et c'est probable qu'on change de composants de séance en séance. Par exemple, le « modulateur IQ » de la seance 4 peut etre different du « modulateur IQ » de la seance 3, donc avoir une autre valeur pour les pertes de conversion.

Ainsi, on refait la mesure des pertes de conversion pour le modulateur IQ de cette séance.

Cette mesure va nous permettre de pouvoir régler la puissance en entrée P_{IN} de l'amplificateur.
Rappel du schema avec amplificateur :



Mesure des pertes de conversion

Pour mesurer les pertes de conversion, on fait la meme procedure que pour la séance 3 **(2nde EMISSION)**

On mesure les pertes de conversion avec
Plabview = -10dBm
PLO = 10dBm

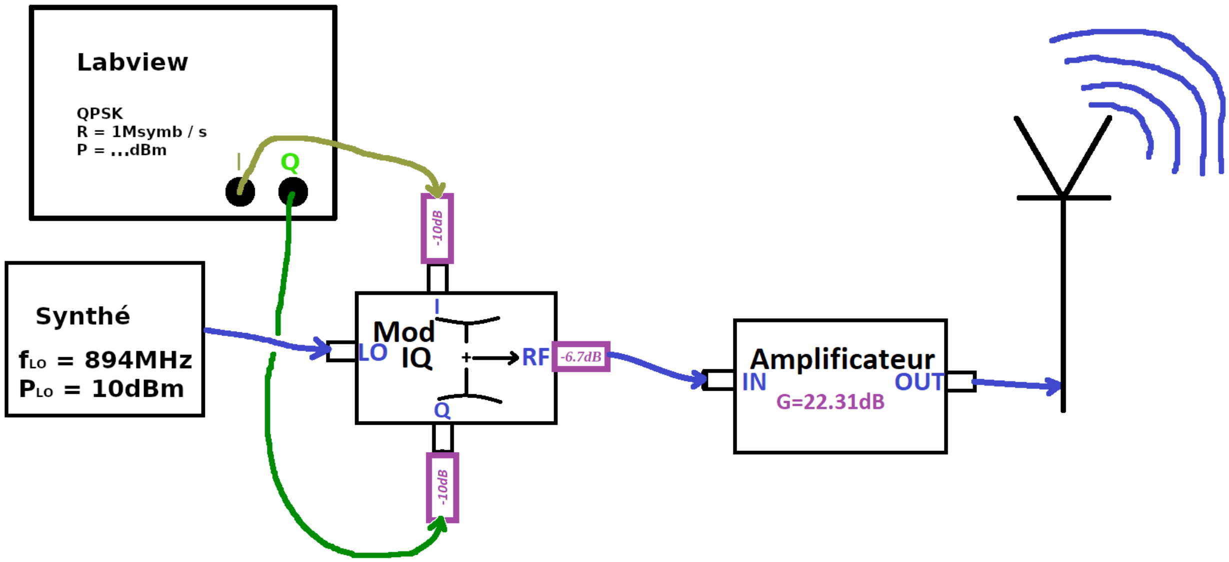
On a un atténuateur de 10dB pour chaque entrée I et Q du modulateur IQ.

Pertes de conversion = P_I +3dB – P_{RF} = -20dBm +3dB – (-23.7) = 3.7+3 = 6.7dB

Mesures avec l’ampli

Une fois que nous avons determine les pertes de conversion nous cablons le schema avec amplificateur.
On branche donc la sortie RF du modulateur IQ à l’entrée IN de l’ampli.

Schéma de l’émission :



Nous allons tester plusieurs valeurs de puissance pour trouver la meilleure emission en termes d’EVM et ACPR. Nous allons essayer de regler la puissance puissance Labview pour régler la puissance de sortie de l’amplificateur P_{OUT}. On note la puissance d’entree de l’amplificateur en régime linéaire P_{IN}

On va alors etablir une relation entre P_{IN} et la puissance de chaque entrée **I** et **Q** réglée dans labview ($P_{Labview}$) :
$P_{IN} = P_{RF} = P_{I\&Q}$ – *pertes de conversion* = P_I +3dB – *pertes de conversion*

On sait que les pertes de conversion du « **modulateur IQ** » augmentent si la puissance des entrees **I** et **Q** du « **modulateur IQ** » est trop grande.
Le spectre d’un signal modulé **I** et **Q** filtré, par exemple en RRC, aura alors des lobes secondaires.

Si la puissance $P_{I\&Q}$ est assez petite pour que le modulateur IQ fonctionne correctement, alors on peut mettre *-6.7dB* à la place de *pertes de conversion* :

$P_{IN} = P_{RF} = P_I$ +3dB – *pertes de conversion*
$= P_{Labview}$ – 10dB + 3dB – 6.7dB
$= P_{Labview}$ -13.7 dB

On branche la sortie **OUT** de l’Amplificateur à l’entrée de l’analyseur de spectre.

Reglages labview :

Codage : QPSK
Roll-Off : 0,9
debit : 1 MSymb/s
filtre : RRC
filtre de lissage : normal

Pour mesurer P_{OUT} et ACPR nous utilisons l’outil ACLR de l’analyseur de spectre et le reglons :

Bande Occupé pour tous les canaux = 2MHz,
espacement entre canaux = 2MHz, 1 canal adjacent,
ref level au dessus de la valeur de puissance théorique ($P_{IN\ lineaire}$ + 22.31dB)

Pour mesurer l’EVM :

Nous reglons l’analyseur de spectre de la meme facon que labview (codage, roll-off, debit, filtre) pour décoder le signal émis.

Nous avons fait un résumé en forme de tableau pour montrer les résultats des tests :

P_{IN} en dBm (sur I et Q) (valeur théorique en régime lineaire)	-10	-5	-3	-2,5	-2	0	1	2,5	5
$P_{Labview}$ en dBm	3,7	8,7	10,7	11,2	11,7	13,7	14,7	16,2	18,7
P_{OUT} theorique en dBm	12.31	17.31	19.31	19.81	20.31	22.31	23.31	24.81	27.31
P_{OUT} channel en dBm	11.37	14.54	14.98	15.19	15.3	15.57	15.64	15.74	15.76
$EVM_{RMS\ Mean}$ en %	2.92	4.85	6.10	6.49	6.85	7.79	7.75	7.42	6.77
ACPR en dBc	-40.17	-26.77	-23.4	-22.89	-22.3	-20.12	-19.5	-18.24	-17.07

Toutes les valeurs de puissances sont supérieures à la valeur maximale d’émission (7dBm)
Les lobes secondaires apparaissent dès que P_{IN} atteint -5dBm, ensuite, plus P_{IN} augmente, plus les lobes secondaires deviennent de plus en plus grands par rapport au lobe principal.

Nous choisissons alors d’utiliser la puissance d’émission réglée à la fin de la séance précédente P_{OUT} = 0.31dBm
Avec le modulateur
Donc $P_{IN} = P_{OUT}$ – 22.31dB = 0.31 – 22.31 = -22dBm
Donc $P_{Labview} = P_{IN}$ + 13.7dB = -22 + 13.7 = –8.3 dBm

On y fait les mesures de l’ACPR et l’EVM:

P_{IN} en dBm (sur I et Q) (valeur théorique en régime lineaire)	-22
Plabview en dBm	-8.3
P_{OUT} theorique en dBm	0.31
P_{OUT} channel en dBm	-0.44
$EVM_{RMS\ Mean}$ en %	3.03
ACPR en dBc	-41.61

EVM < 8%, donc conforme au cahier des charges.
ACPR < -40dBc, donc conforme au cahier des charges.

Influence du bruit

Lors de la transmission du signal dans l’air, beaucoup de bruit va s’y ajouter. Nous voulons simuler notre systeme avec presence de bruit pour verifier la qualite du signal.
C’est pourquoi le programme Labview fourni par l’IUT a un parametre permettant de regler le rapport E_b/N_0.

En communications numériques, au lieu de parler du rapport signal sur bruit S/N, on introduit le rapport E_b/N_0 : rapport de l’énergie par bit sur la densité spectrale unilatérale de bruit. Ce rapport E_b/N_0 est proportionnel au rapport S/N.

Pour mieux imaginer E_b/N_0, nous allons exprimer ce rapport avec :

puissance P du signal, Débit D,

puissance N du bruit, Bande occupee B_{occ}

On exprime E_b en fonction de D

on sait d’après le cours que $E_b = P \times T_{bit} = \frac{P}{D}$

On exprime N_0 en fonction de la puissance N du bruit et de la bande occupée B_{occ}.

On sait d’après le cours que $N0 = \frac{N}{Bocc}$

Avec ses deux informations on peut déduire le rapport E_b/N_0 :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{\frac{P}{D}}{\frac{N}{B_{occ}}} = \frac{P \times B_{occ}}{N \times D}$$ soit en dBm :

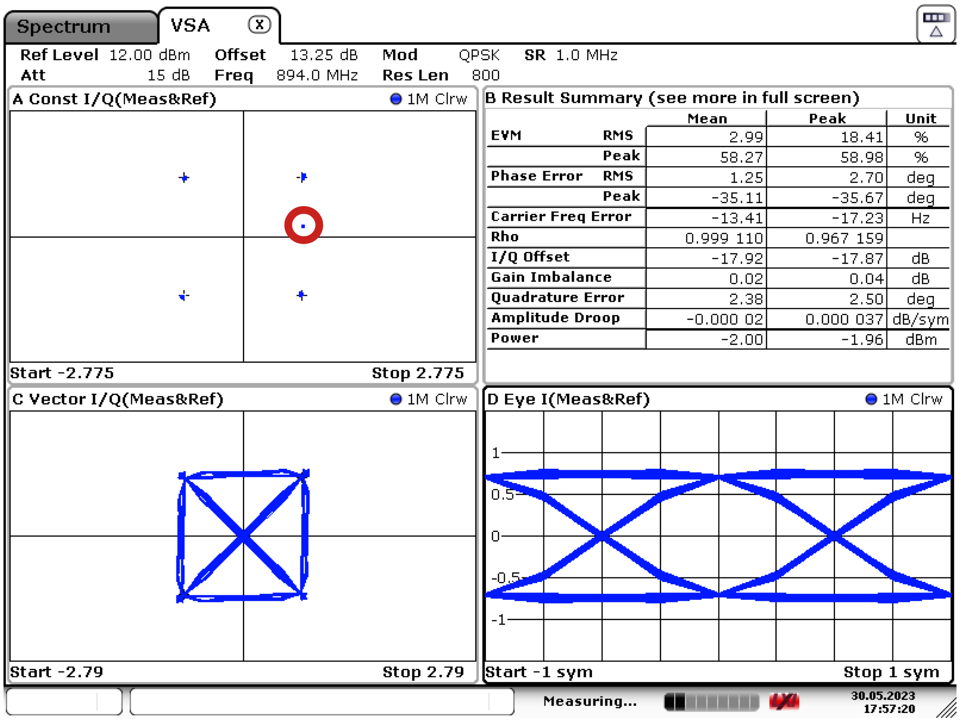
$$\left(\frac{Eb}{N0}\right)_{dBm} = 10\log\left(\frac{P \times Bocc}{N \times D}\right) = 10\log\left(\frac{P}{N} \times \frac{Bocc}{D}\right) = 10\log\left(\frac{P}{N}\right) + 10\log\left(\frac{Bocc}{D}\right) = \left(\frac{P}{N}\right)_{dBm} + 10\log\left(\frac{Bocc}{D}\right)$$

On fait varier le rapport E_b/N_0 sur labview, en notant nos mesures dans le tableau suivant :

P_{IN} en dBm (sur I et Q)	-22						
Plabview en dBm	-8.3						
Eb/N0	80	60	40	20	10	5	0
EVM $_{\mathbf{RMS\ Mean}}$ en %	3.03	2.99	3.05	7.66	22.64	40.65	64.33
Diagramme de l’oeil	visuellement parfait	Quasi parfait	Quasi parfait	Acceptable	Mauvais	Horrible	Non existant
Diagramme de constellation	Quasi parfait*	Quasi parfait*	Quasi parfait*	Acceptable	Mauvais	Horrible	Non existant

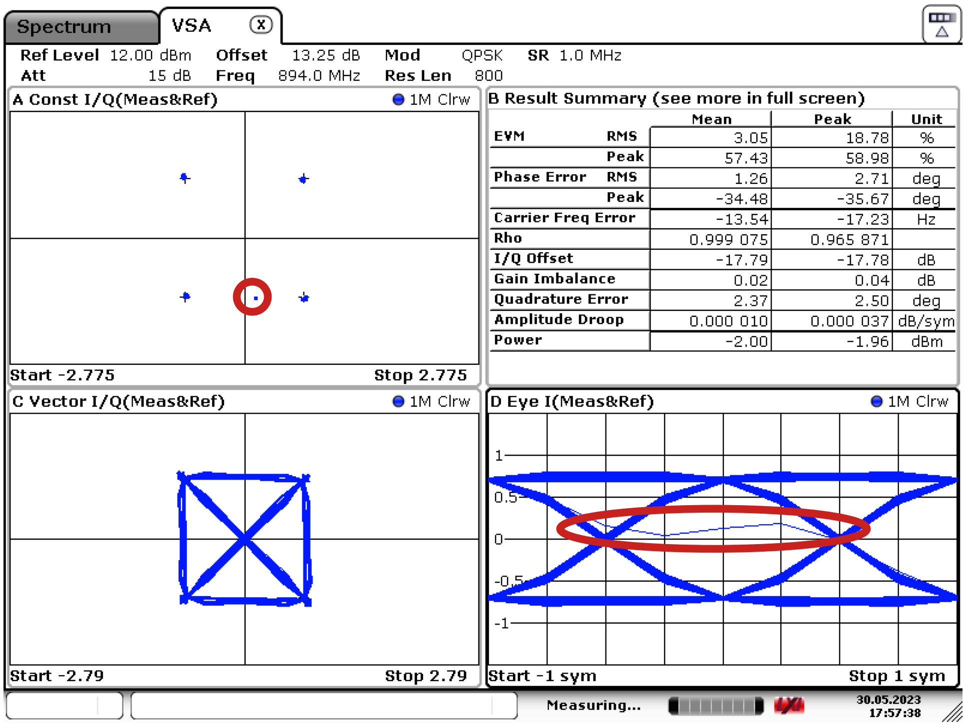
*Quasi parfait : parmi tous les points ou vecteurs parfaits, il y a un seul qui déconne.

Eb/N0 = 60dB



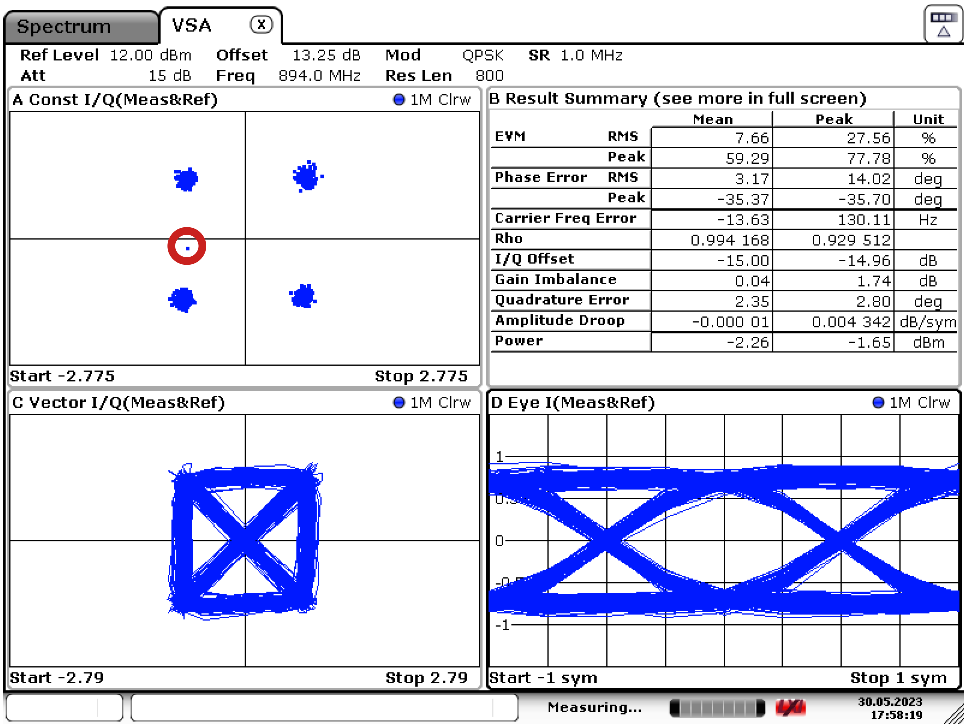
Date: 30.MAY.2023 17:57:20

Eb/N0 = 40dB



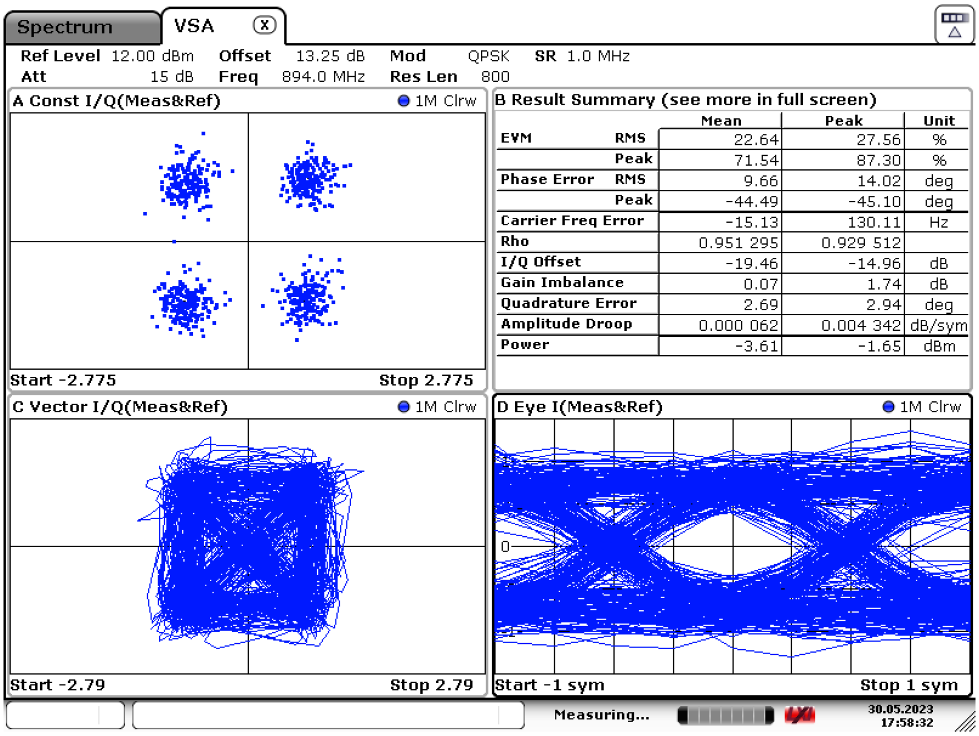
Date: 30.MAY.2023 17:57:38

Eb/N0 = 20dB



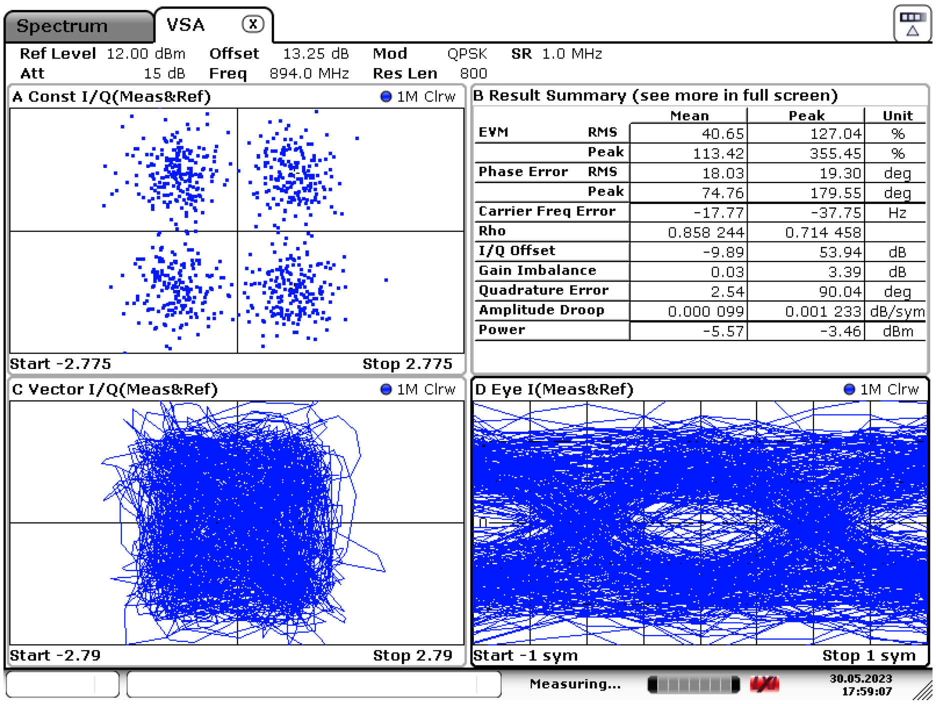
Date: 30.MAY.2023 17:58:18

Eb/N0 = 10dB



Date: 30.MAY.2023 17:58:32

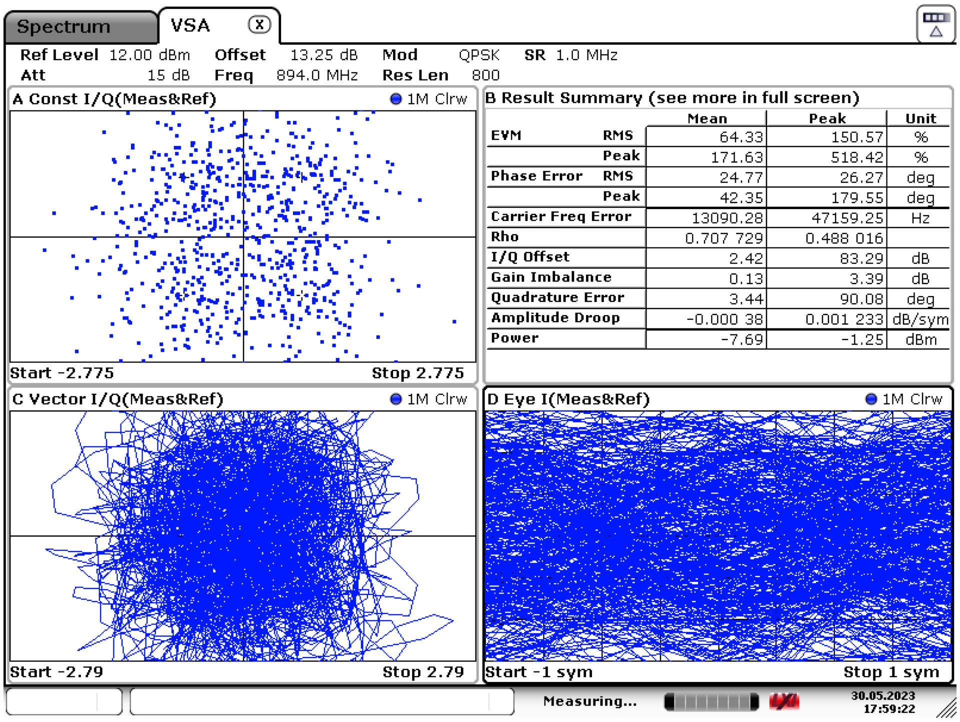
Eb/N0 = 5dB



		Mean	Peak	Unit
EVM	RMS	40.65	127.04	%
	Peak	113.42	355.45	%
Phase Error	RMS	18.03	19.30	deg
	Peak	74.76	179.55	deg
Carrier Freq Error		-17.77	-37.75	Hz
Rho		0.858 244	0.714 458	
I/Q Offset		-9.89	53.94	dB
Gain Imbalance		0.03	3.39	dB
Quadrature Error		2.54	90.04	deg
Amplitude Droop		0.000 099	0.001 233	dB/sym
Power		-5.57	-3.46	dBm

Date: 30.MAY.2023 17:59:07

Eb/N0 = 0dB



		Mean	Peak	Unit
EVM	RMS	64.33	150.57	%
	Peak	171.63	518.42	%
Phase Error	RMS	24.77	26.27	deg
	Peak	42.35	179.55	deg
Carrier Freq Error		13090.28	47159.25	Hz
Rho		0.707 729	0.488 016	
I/Q Offset		2.42	83.29	dB
Gain Imbalance		0.13	3.39	dB
Quadrature Error		3.44	90.08	deg
Amplitude Droop		-0.000 38	0.001 233	dB/sym
Power		-7.69	-1.25	dBm

Date: 30.MAY.2023 17:59:22

Calcul du bruit

Nous voulons maintenant exprimer le bruit dans le contexte de notre montage.
L'expression de Eb/N0 est

$$\left(\frac{Eb}{N0}\right)_{dBm} = \left(\frac{P}{N}\right)_{dBm} + 10\log\left(\frac{Bocc}{D}\right)$$

Or, nous utilisons un filtre $\sqrt{cosinus\ surélevé}$ en émission pour éviter l'existence d'IES au moment de la réception.
La bande occupée après transposition en fréquence est :
$B_{occ} = (1 + \alpha) R$

On sait aussi l'expression du débit binaire *D* pour un codage QPSK :
$D = 2R$

Donc l'expression du rapport E_b/N_0 est :

$$\left(\frac{Eb}{N0}\right)_{dBm} = \left(\frac{P}{N}\right)_{dBm} + 10\log\left(\frac{(1+\alpha)R}{2R}\right) = \left(\frac{P}{N}\right)_{dBm} + 10\log\left(\frac{1+\alpha}{2}\right) = \left(\frac{P}{N}\right)_{dBm} + 10\log\left(\frac{1{,}9}{2}\right)$$

$$\simeq \left(\frac{P}{N}\right)_{dBm} - 0{,}22$$

On admet que la puissance de bruit en entrée du récepteur (au pied de l'antenne) peut s'exprimer sous la forme :
$N = k \times T \times B_{occ}$

où $T = 290\ K$ pour une transmission terrestre et $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}\ J/K$ est la constante de Boltzman.

On calcule la puissance de bruit en entrée du récepteur :
$N = k \times T \times B_{occ} = 1{,}38 \cdot 10^{-23} \times 290 \times 1{,}9 \cdot 10^{6} = 7{,}60 \cdot 10^{-15}$

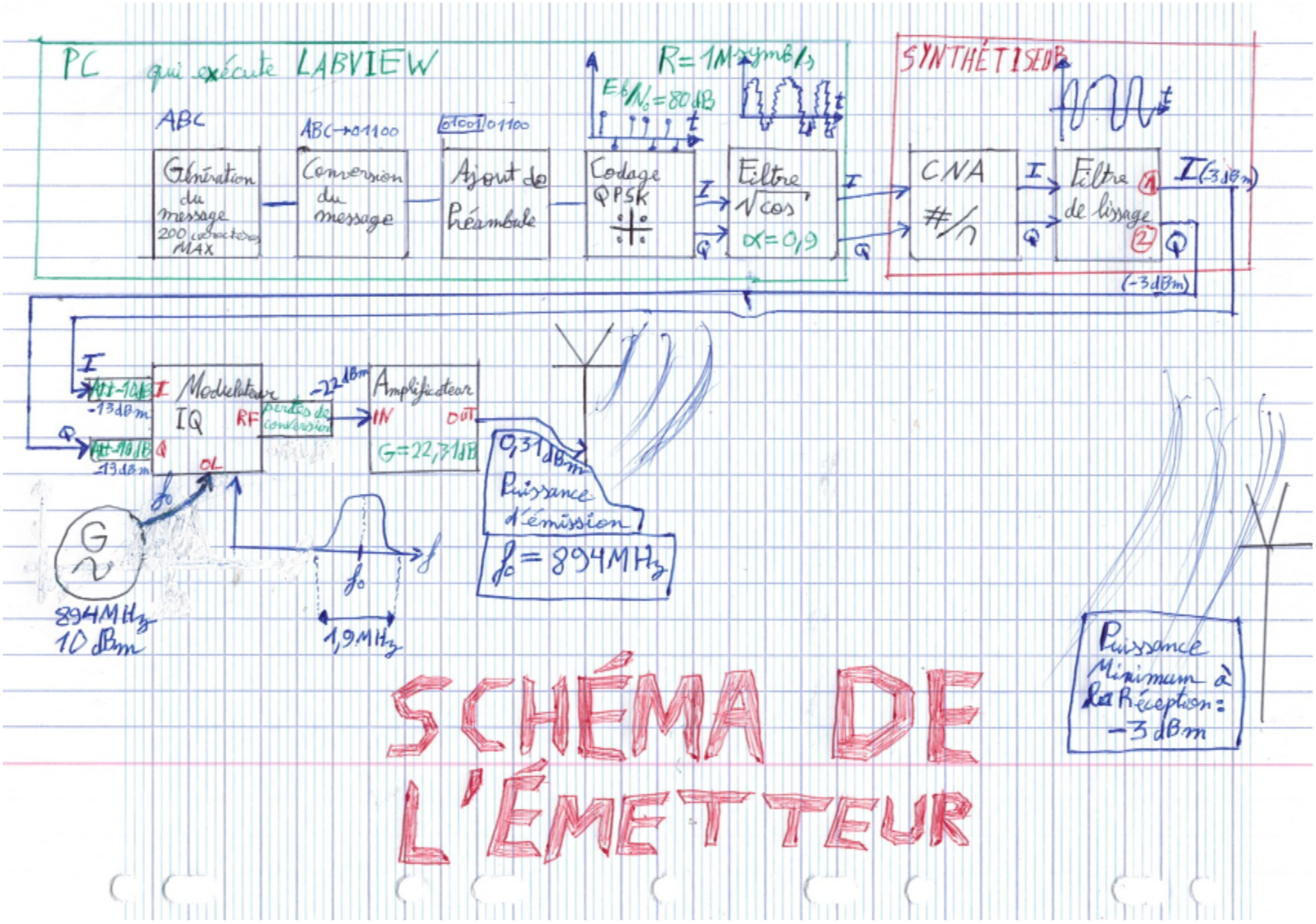
D'après cette valeur, on peut déduire la valeur de la Puissance minimale reçue si on souhaite que l'EVM reste inférieure à 8% :
Le rapport E_b/N_0 = 20dB est la valeur minimale avant que l'EVM depasse 8% :

$$20\,dB \simeq \left(\frac{P}{N}\right)_{dBm} - 0{,}22 \Leftrightarrow 20{,}22\,dB \simeq \left(\frac{P}{N}\right)_{dBm} = \left(\frac{P}{N}\right)_{dBm}$$

Donc la puissance du signal P est :
$P = 20{,}22 + N_{dBm} = 20{,}22 + 10\log(7{,}60 \cdot 10^{-15}) = 2{,}22 - 141{,}19 = -138{,}97\,dBm$

Le rapport Eb/N0 est de nouveau réglé à 80 dB dans la suite du projet.

Schéma de synthèse

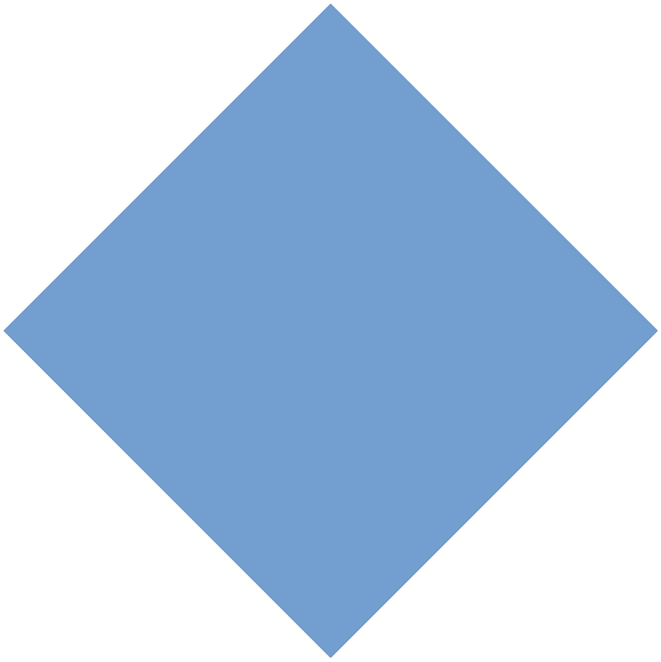


DEUXIÈME PARTIE : RECEPTEUR A CHANGEMENT DE FREQUENCE ET RADIO LOGICIELLETTEUR QPSK

Objectifs : ***séance 5 :*** *Réaliser un récepteur à changement de fréquence*
Piloter l'oscilloscope à distance afin de récupérer le signal FI numérisé
Séances 6 et 7 *: Comprendre l'intérêt de la radio logicielle pour la démodulation*
Savoir régler les paramètres de synthèse d'un filtre numérique : problème de troncature…

Matériel : *1 Synthétiseur 900 MHz,*
1 synthétiseur de signaux vectoriels pour 2 postes
Analyseur de spectre
Oscilloscope Keysight 3014T + câble réseau
Composants hyperfréquences : mélangeurs, amplificateurs, coupleurs, antennes

Les amplificateurs sont alimentés en 0 V ; 15 V et ils ne seront mis sous tension que lorsque le câblage de tous les composants est terminé.



SEANCE 5

I - RECEPTEUR A CHANGEMENT DE FREQUENCE (SUPERHETERODYNE)

Dans les séances 3 et 4 nous allons essayer d'émettre le signal dans l'air

Rappel :
Nous ne voulons pas perturber des canaux de transmission déjà utilisés. C'est à dire que nos émissions se superposent aux Bandes de fréquences déjà utilisées.

D'après le cahier des charges, nous avons le choix de travailler dans une Bande de fréquences comprise entre 868MHz et 895MHz. Si on respecte le cahier des charges, chaque canal doit être espacé de 2MHz.
On a donc (895 – 868) / 2 = 27/2 = 13 canaux possibles dans cette Bande de fréquences.
On travaille dans une salle avec 4 groupes donc cette bande va etre repartie entre 4 groupes.
Nous choisissons une frequence centrale de 894MHz.

Nous allons transposer en fréquences le signal QPSK à l'aide d'une fréquence porteuse.

Test d’émission avant de réaliser la châine de réception.

D’après le cahier de charge, la puissance d’émission doit être comprise entre 0,5mW et 5mW soit une puissance en dBm entre -3dBm et 7dBm.

Précédemment nous avons réalisé des expérimentations à différentes puissances aux sorties I et Q, cela nous a permis de retrouver la puissance la mieux adapté au cahier de charges et à notre projet.

La puissance que nous avons choisie était de -8,3 dBm.
Chaque entrée I et Q, ayant une atténuation de 10dB, a donc PI = PQ = -18,3 dBm.

On garde cette puissance d’émission et on vérifie sur l’analyseur de spectre si la puissance d’émission correspond à nos attentes.

On règle l’offset de l’analyseur de spectre sachant que précédemment nous avons mesuré que les pertes dans l’analyseur de spectre étaient environ 3.25dB en dessous de la valeur envoyée. Donc nous ajoutons cette valeur à l’offset pour corriger cette valeur non souhaitée : Offset = 13.25dB

En prenant en compte que à chaque séance nous n’utilisons pas forcément les mêmes composants. Ça vaut dire que les pertes de conversion du “**modulateur IQ**” et d’autres composants peuvent varier de séance en séance.

On mesure la puissance émise dans la bande principale avec l’analyseur de spectre, en gardant la même puissance sur labview (-8.3dBm).

Réglages sur Labview:

- Puissance I et Q = -8.3 (Donc PI = PQ = -18.3)
- Codage QPSK
- Roll-Off = 0,9
- R = 1MSymb/s

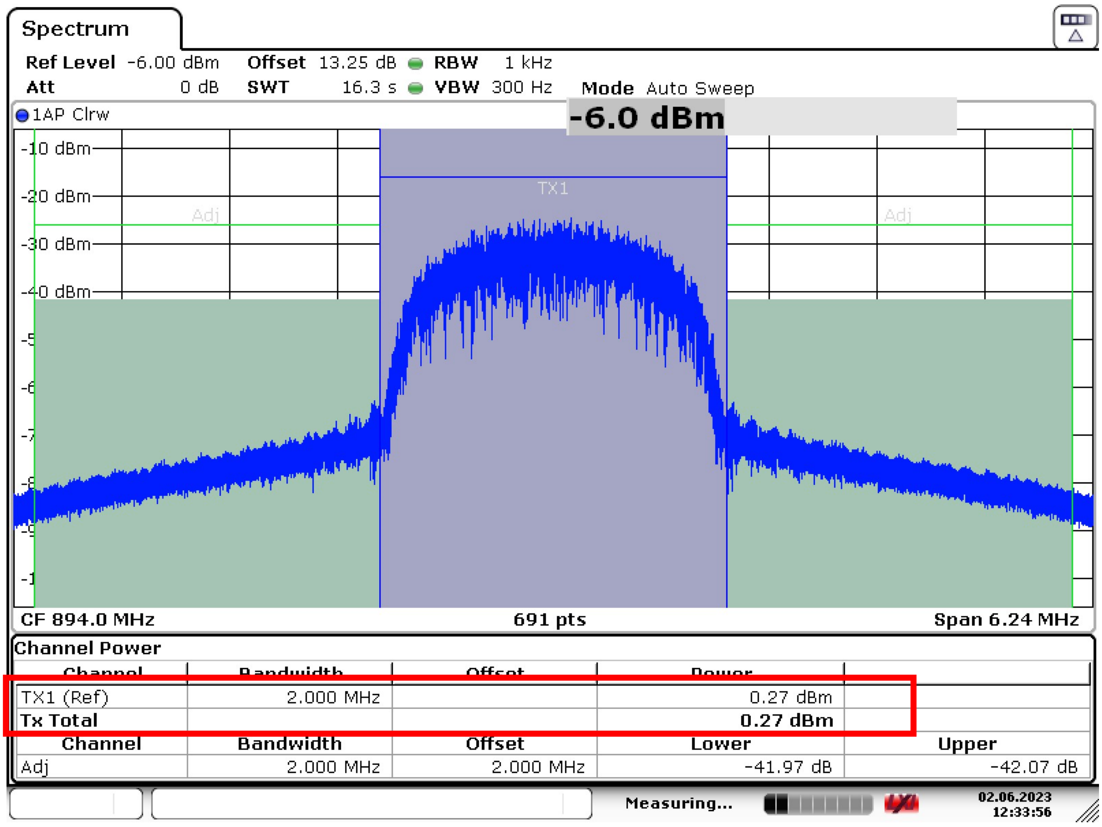
Réglages sur l’Analyseur de spectre :

- Offset = 13.25dB
- TRACE → TRACE2 → → RMS
- f_{center} = 894 MHz
- 1 ch adj
- Bocc canaux = espacement entre canaux = 2MHz

Nous avons retrouvé comme puissance dans le canal principal une puissance d’émission de -2.98dBm, cela est inferieur a la théorie (0.31dBm). Comme évoqué précédemment cela parait logique car nous n’utilisons pas exactement les mêmes composants. Nous avons décidé d’augmenter la puissance des signaux I et Q à fin d’obtenir une puissance d’émission de 0.31dBm, pour cela il faut calculer la différence entre la théorie et la mesure et compenser l’erreur :
0.31-(-2.98) = 3.29dB On doit alors amplifier encore la puissance de I et Q de 3.23dB

Donc la nouvelle Puissance sur I et Q = -8.3 + 3.29 = -5.01 dBm

On règle la puissance sur labview et on mesure la puissance d’émission pour confirmer notre résonnement :



Date: 2.JUN.2023 12:33:45

On peut observer que, effectivement la puissance d’émission dans le canal principal est de 0,27 dBm avec une valeur de ACPR de -41.97 ce qui correspond bien à nos attentes.

Après la vérification de la chaine de transmission, nous sommes prêts à préparer la chaine de réception.

Montage de l'Émission – Réception

Problématique
En branchant une antenne à la sortie du montage « émission » le signal sera transmis dans l'air.
Nous voulons ensuite récupérer le message transmis avec un montage « réception ».

On utilise une antenne réceptrice pour recevoir le message. Lorsque le message est transmis dans l'aire, les pertes de transmission sont importantes, on utilise alors un amplificateur après l'antenne réceptrice pour amplifier le signal atténué dans la transmission pour mieux le traiter.

On sait que l'antenne réceptrice va recevoir tous les signaux qui sont aux alentours. Cela signifie une problématique pour notre projet car le message que nous souhaitons recevoir, c'est le message transmis par notre chaine de transmission à la fréquence 894MHz et pas d'autre. On y pense donc à comment sélectionner juste le message à la bande de fréquence transmisse.

Pour résoudre notre problématique nous avons deux solutions :

- Implémenter un filtre passe-bande pour seulement avoir à traiter la bande occupée par notre signal.
- Structure d'un récepteur à changement de fréquence (superhétérodyne).

On a vu dans le TD que réaliser un filtre passe-bande analogique adapté à notre système sera pratiquement impossible :
Le facteur de qualité Q sera trop élevé pour un filtre analogique, étant donné que la fréquence centrale f_0 est 894MHz et la bande passante Δf est de 2MHz :

$$Q=\frac{f_0}{\Delta f}=\frac{894}{2}=447$$

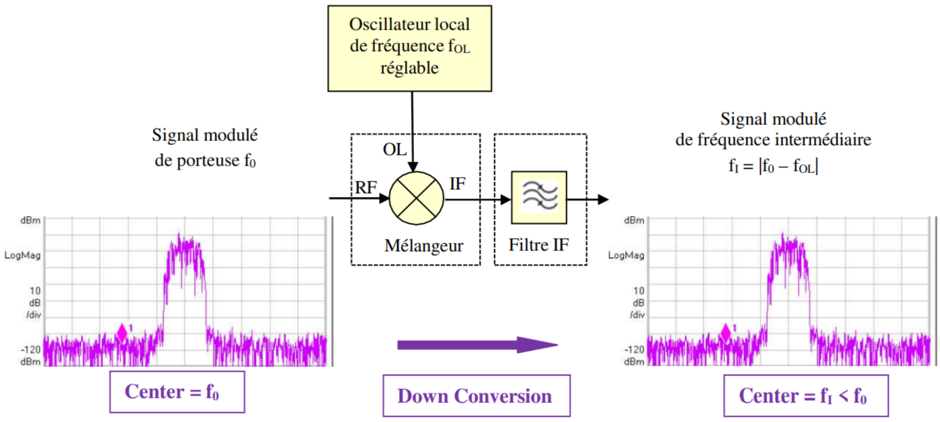
On arrive à la conclusion que la première option ne sera pas possible avec un filtre analogique.

Cependant le TD1 de cette SAE nous a introduit une façon de filtrer le signal, en utilisant un récepteur a changement de fréquence (superhétérodyne).

Solution : récepteur a changement de fréquence

Le principe est de transposer le signal a une fréquence fixe appelée fréquence intermédiaire (on prend 21,4MHz). Ensuite, le filtre sélectif a la fréquence intermédiaire f_I sera facilement réalisable, car son facteur de qualité sera beaucoup plus bas :
$Q=\frac{f_I}{\Delta f}=\frac{21,6}{2}=10,3$, ce qui est facilement réalisable en analogique cependant dans ce projet on utilisera des filtres numériques.

La transposition du signal en fréquence est faite par un mélangeur (récepteur infradyne) qui va transposer le signal modulé aux fréquences plus basses grâce à la fréquence de l'oscillateur local OL. Le signal modulé arrive au port RF du mélangeur et il est mélangé avec le signal OL. Ensuite le signal IF est filtré par le filtre passe-bande IF centré à la fréquence f_I.



Le mélangeur réalise une opération de multiplication des deux signaux qui donne :

$$RF*IF= \quad cos(2\pi f_{RF})\times cos(2\pi f_{IF})=\frac{cos(2\pi(f_{RF}+f_{IF}))+cos(2\pi(f_{RF}-f_{IF}))}{2}$$

Le mélangeur transpose la fréquence et le spectre du signal reçu est translaté autour de $f_0 + f_{OL}$ et $| f_0 - f_{OL} | = f_I$ (21,4MHz)

Le récepteur est infradyne car la fréquence du signal OL sera inferieure a la fréquence du signal RF.

Problème de la fréquence image

On remarque qu’une autre fréquence, appelée fréquence image f_{img}, peut également être transposée à la même fréquence f_i que la fréquence f_{RF} :
$f_{img} = f_{RF} – 2\, f_I$

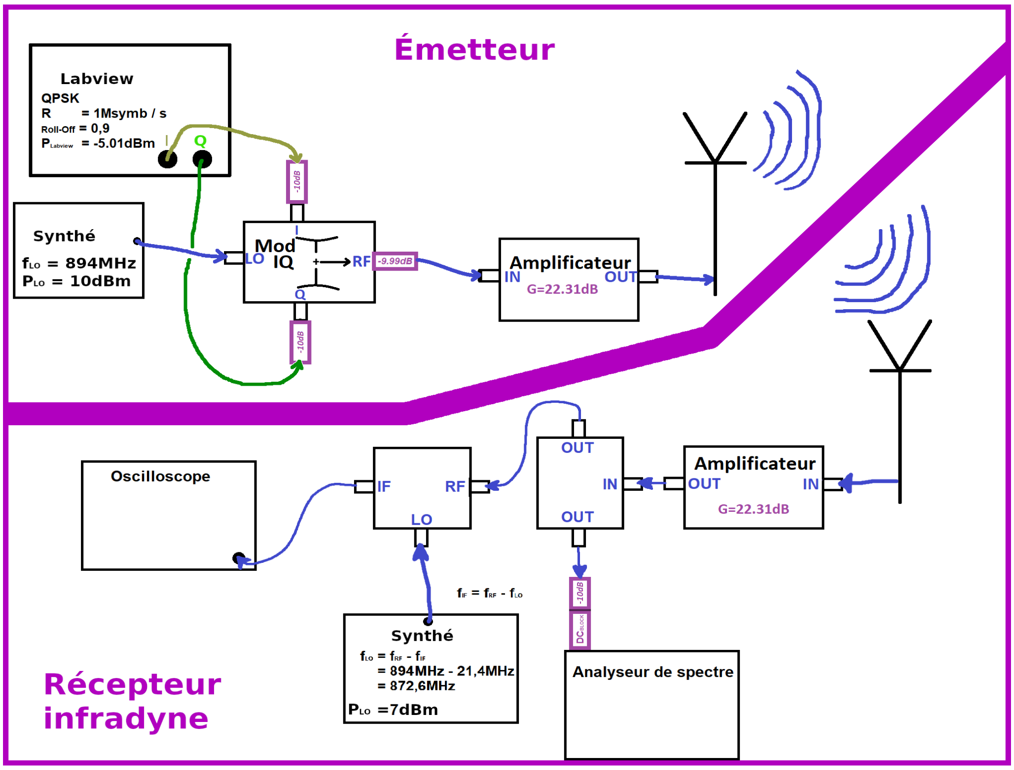
Explication :
Lors du changement de fréquence, par la formule $f_I = f_{RF} – f_{IF}$, les fréquences plus basses que fIF deviennent des fréquences négatives. On nous a expliqué qu’une fréquence négative est une construction mathématique et n’existe pas physiquement. Les fréquences plus basses que f_{IF} seront en fait transposées vers la valeur $f_I = | f_{RF} – f_{IF} |$.

On y pense alors à implémenter un filtre RF pour filtrer les basses fréquences avec f_{img}.
(Mais nous n’allons pas le réaliser dans cet SAÉ)

Le signal reçu sera donc traité en 5 parties :
- Amplification du signal
- Transposition du signal
- Numérisation du signal
- Filtrage du signal (Passe-Bande)
- Démodulation et décodage du signal

Réalisation du changement de fréquence

En première partie, le montage émission-reception ressemblera au suivant :



On détermine la fréquence de l'oscillateur local pour réaliser la transposition à 21,4MHz. On sait que le récepteur est infradyne donc $f_{OL} < f_0$

$f_I = 21.4\text{MHz}$

$f_{RF} - f_{OL} = f_{IF}$

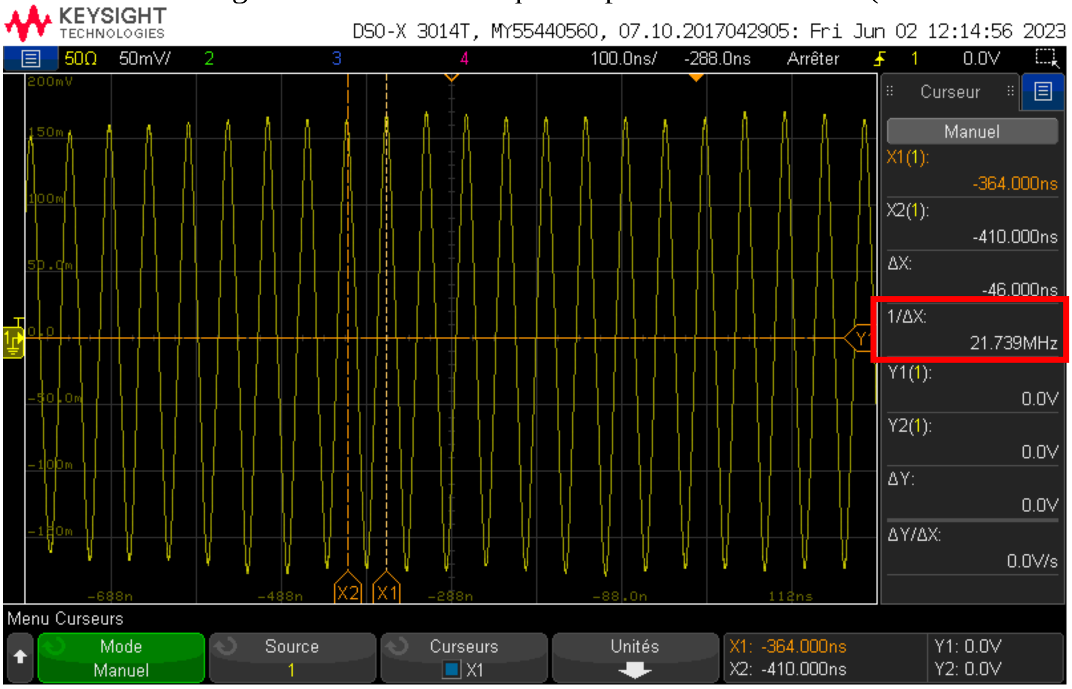
$f_{OL} = f_{RF} - f_{IF} = 894 - 21.4 = 872.6\text{MHz}$

La fréquence de l'oscillateur local doit être 872,6MHz.

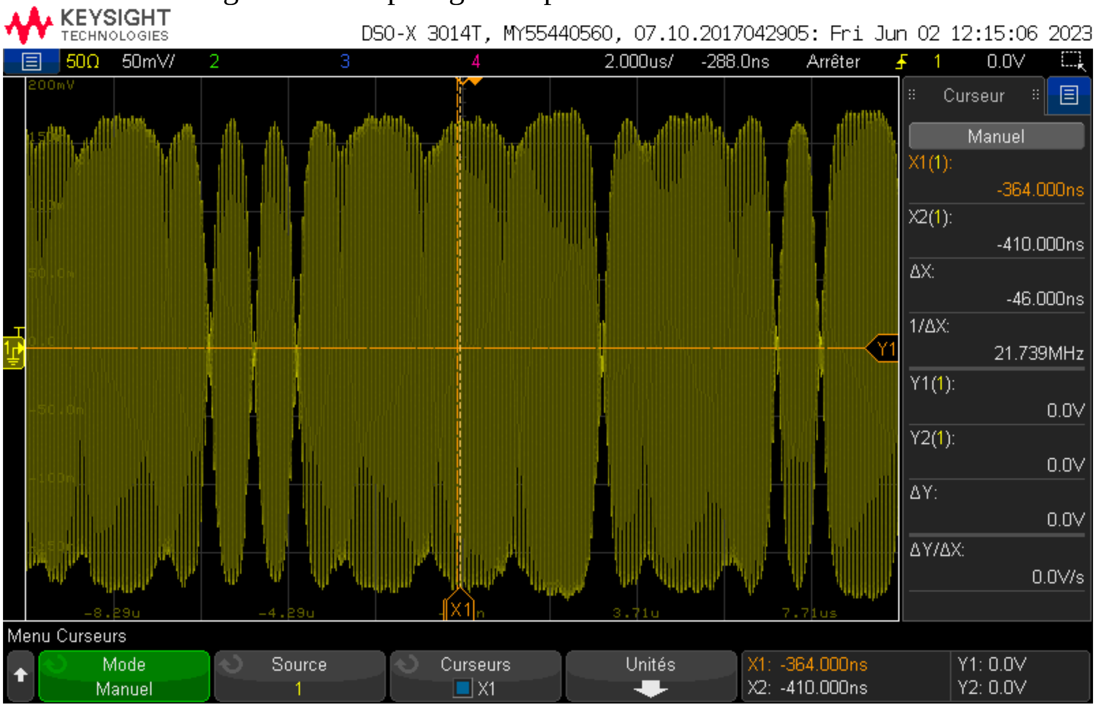
On règle l'oscillateur local avec un signal de fréquence 872,6 MHz et de puissance 7dBm car le type du mélangeur pour la chaine de réception demande une puissance minimum de 7dBm à l'entrée OL. On câble le montage émetteur-récepteur.

Lorsque nous avons transposé le signal à de plus basses fréquences, on pourrait observer le signal à l'oscilloscope, et ensuite mesurer si la théorie sur la structure d'un récepteur à changements de fréquence était correcte :

On visualise un signal sinusoïdal de fréquence proche de 21.4MHz (on mesure 21.739MHz)



On visualise le signal sur une plus grande période :

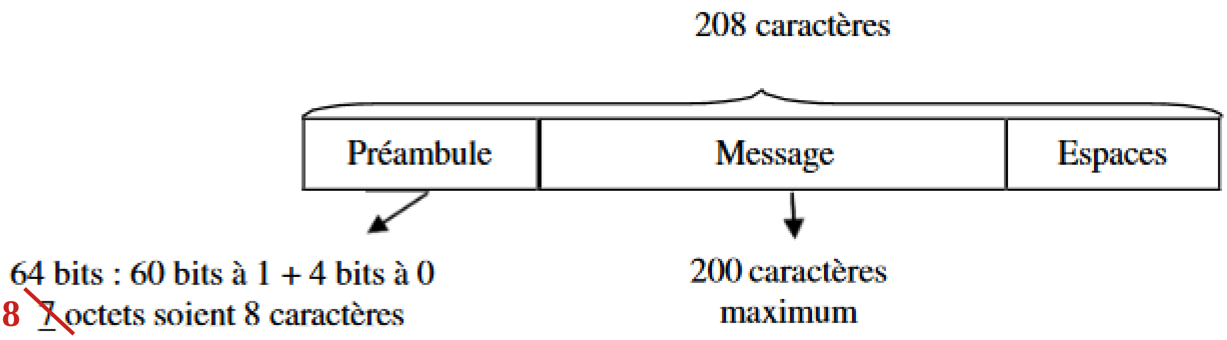


Le signal sinusoïdal donc varie en amplitude. Les variations paraissent assez systématiques, pour nous faire suggérer qu'il y a une modulation. On affirme qu'il s'agit d'une transposition du signal modulé envoyé par l'antenne émettrice de notre montage.

II - COMMANDE A DISTANCE DE L'OSCILLOSCOPE

1 – Protocole de communication

Le texte transmis est constitué d'un préambule, du message (200 caractères maximum) complété éventuellement d'espaces si la longueur du message est inférieure à 200 caractères :



On sait que, dans les protocoles de communications, les préambules permettent de définir l'adresse d'émission, l'adresse de destination, le protocole de communication, etc.
Le sujet nous prévient de la nécessité d'ajouter un préambule lors de la transmission d'un message. Cela nous semble logique car un message est envoyé de manière spécifique à un destinataire, on déduit alors que le préambule pourrait définir au moins l'adresse de destination.

Lors de la transmission d'un message, il est important de savoir la durée que la transmission du message va prendre, cela va nous permettre de traiter d'une maniere plus efficace la réception du message.
On calcule la durée correspondante à la transmission d'un message :

Il y a 208 caractères = 208 octets dans un message, donc 208 octets * 8bits = 1664 bits en total dans un message.
On sait que notre débit binaire est de D = 2Mbits/s, on calcule alors la durée de la transmission T_{msg}.

$$T_{msg} = \frac{n_{bits}}{D} = \frac{1664}{2 \cdot 10^6} = \frac{208}{250000} = \frac{13}{15625} \simeq 8{,}32 \cdot 10^{-4}\, s = 832\, \mu s$$

Le temps exact que prendre la transmission d'un message du 208 caractères est de 832µs.

2 – Acquisition du signal FI

On souhaite réaliser l'acquisition du signal pendant un temps T_{acq} supérieur ou égal à la durée de 2 messages (832µs * 2 = 1664 µs = 1,664 ms).

On souhaite alors un $T_{acq} >= 2*T_{msg}$:

$$T_{acq} > T_{msg} \times 2 = 2 \times 832\,\mu s = 1664\,\mu s$$

Par exemple on peut prendre T_{acq} = 2000µs > 1664µs.

On fera une acquisition donc du signal transmît pendant une durée de 2000µs, mais pour pouvoir traiter le signal reçu de manier numérique il faut aussi échantillonner le signal, il faut donc définir la fréquence d'échantillonnage.

La fréquence d'échantillonnage pour notre système doit être trouvée avec des précautions, car si on prend une valeur de Fe trop grande, on risque de prendre trop de temps de calculer, et donc ralentir notre système, cependant si ont choisit une valeur de Fe trop petite on risque de perdre de l'information.

Pour bien choisir notre fréquence d'échantillonnage on utilise le théorème de Shannon :

D'après le théorème de Shannon, pour ne pas perdre d'information du signal, la fréquence Fe doit être plus grande que deux fois la fréquence max de la bande occupée par notre message :

$$fe > 2 \times f_{max}$$

On sait que le spectre du signal récupéré a une bande occupée d'environ 2MHz, centrée autour de FI = 21,4MHz, donc :

$$f_{max} \simeq f_I + B_{occ}/2 = 21{,}4 + 2/2 = 22{,}4\,MHz$$

Donc il faut que : $f_e > 2 \times 22{,}4\,MHz \rightarrow f_e > 44.4\,MHz$ On peut prendre par exemple $f_e = 50\,MHz > 44.8\,MHz$

Avec ces deux données on peut maintenance savoir le nombre d'échantillons que nous aurons besoin pour faire l'acquisition du signal :

$$N_{be} = \frac{T_{acq}}{T_e} = \frac{2 \cdot 10^3}{\frac{1}{50 \cdot 10^6}} = 100000\,\textit{échantillons}$$

Connexion du PC avec l’oscilloscope

La commande à distance de l’oscilloscope se fera par liaison Ethernet.

On relève l’adresse TCP/IP de l’oscilloscope sur son étiquette :
`10.21.65.141`

On vérifie à l’aide de la commande ping 10.21.65.141 dans la fenêtre de commandes, que la liaison avec l’oscilloscope est correcte :

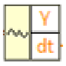
Tous les envois ont eu une réponse, donc l’oscilloscope communique bien avec le PC.

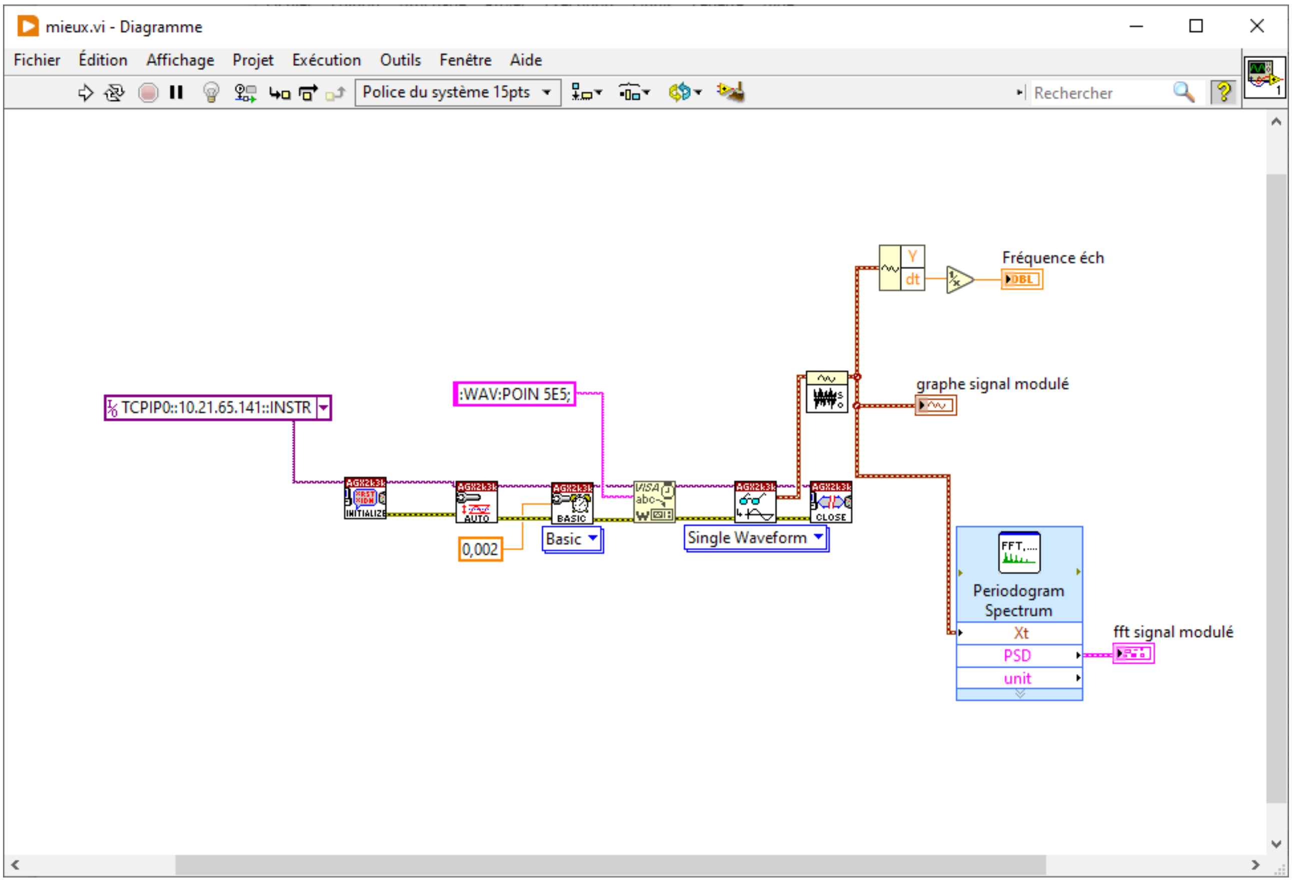
```
Invite de commandes
C:\Users\41001511>ping 10.21.65.141

Envoi d’une requête 'Ping'  10.21.65.141 avec 32 octets de données :
Réponse de 10.21.65.141 : octets=32 temps<1ms TTL=128
Réponse de 10.21.65.141 : octets=32 temps=1 ms TTL=128
Réponse de 10.21.65.141 : octets=32 temps=1 ms TTL=128
Réponse de 10.21.65.141 : octets=32 temps=1 ms TTL=128

Statistiques Ping pour 10.21.65.141:
    Paquets : envoyés = 4, reçus = 4, perdus = 0 (perte 0%),
Durée approximative des boucles en millisecondes :
    Minimum = 0ms, Maximum = 1ms, Moyenne = 0ms

C:\Users\41001511>
```

LABVIEW

Le traitement du signal sera réalisé par l'intermédiaire de LabView on fera l'acquisition du signal dans un premier temps :

1er programme : afficher le chronogramme et le spectre du signal modulé :
Nous avons utilisé plusieurs fonctions pour réaliser l'acquisition :

- Initialize : prendre l'adresse IP de l'oscilloscope et initialise la communication avec celui-ci.
- AUTO : réalise un autoset
- Basic : permet de paramétrer la basse de temps T_{acq} = 2ms.
- WAV :POIN : permet de configurer le nombre d'échantillons Nb_e.
- Single Waveform : permet de lire la forme du signal.
- CLOSE : ferme la communication avec l'oscilloscope
- : fait la mise en forme du signal en la faisant varier entre 1 et -1 pour n'importe quelle amplitude du signal.
-  Permet de récupérer le temps d'échantillonnage à laquelle on réalise une opération 1/x pour calculer la frequence.



Lorsque le schéma est térliné, nous devons le tester. Pour tester notre programme nous allons envoyer un signal carré avec le GBF car nous n'avions pas le droit d'utiliser les instruments d'hyperfréquences en autonomie :

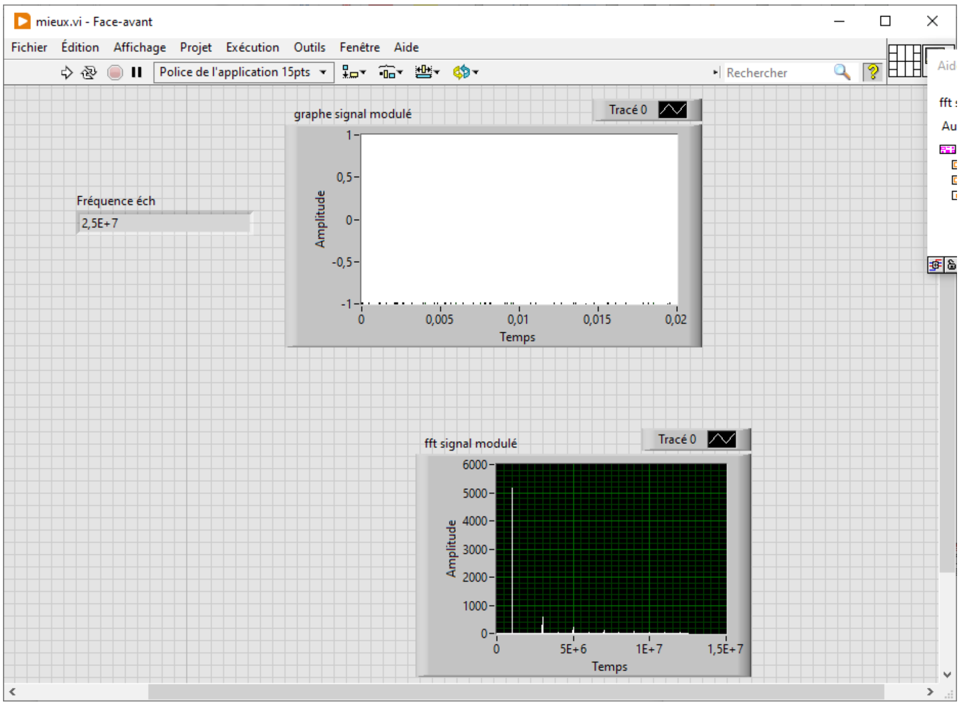
Caractéristiques du signal carré :

Fréquence : 1MHz,

Amplitude : 4Vpp

Offset : 2V

Voici le signal acquis par notre programme :



On remarque que le signal affiché par notre graphe, correspond bien à nos attentes, car même si le signal généré par le GBF varie entre 0 et 4V, nous avons bien un signal qui varie entre -1 et 1 sur LabView.

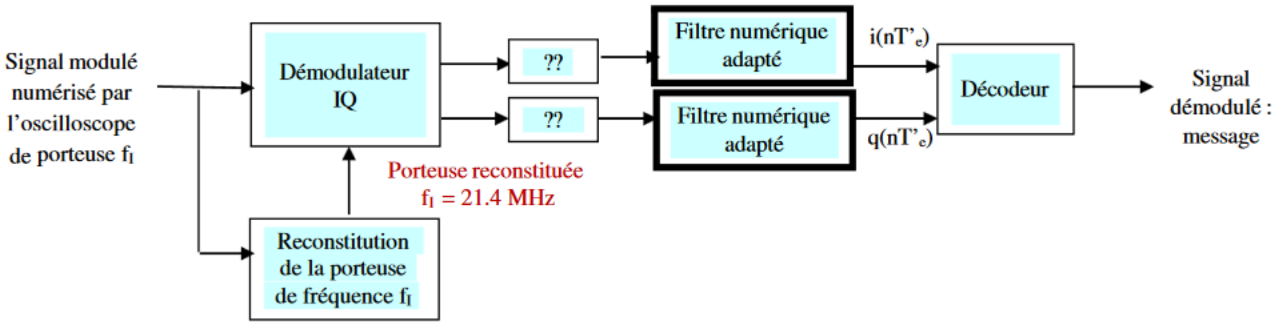
On peut assumer que le spectre représenté sur LabView corresponde bien à celle d'un signal carré car on obtient un spectre avec une raie de fréquence f0 et ses harmoniques présentés aux rangs impaires seulement.

On donne donc le bénéfice du doute que le programme labview est fonctionnel, car le programme a passé par plusieurs blocs avant d'arriver a la génération du spectre.

III - RADIO LOGICIELLE ET FILTRES NUMERIQUES

A ce stade du projet, le traitement du signal à fréquence intermédiaire sera réalisé par logiciel jusqu'à l'affichage du message envoyé.

Le schéma ci-dessous résume les différentes étapes à réaliser de façon logicielle.



La démodulation et la reconstitution de porteuse sont réalisés de façon logicielle et ne seront pas étudiées dans le cadre du projet ; on s'intéressera à la synthèse des filtres numériques à la réception.

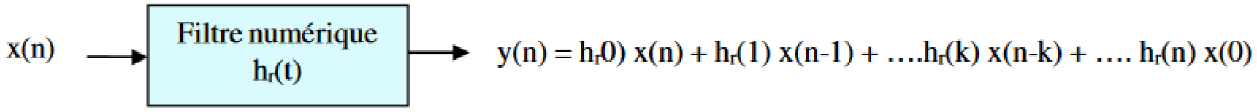
1 – Synthèse des filtres numériques

Afin d'éviter des erreurs lors de la détection de la valeur du symbole, le bruit est filtré à l'aide du filtre de réception. Une fois le signal reçu échantillonné au bon instant de décision, on cherche le symbole le plus proche. On appelle filtre adapté, le filtre qui minimise le taux d'erreur binaire BER. Pour minimiser le BER le filtre d'émission doive être le même que celui de réception.

D'après les cours, un signal traversant deux mêmes filtres RRC sera multiplié par les deux mêmes filtres, le filtre équivalent sera un cosinus surélevé. On rappelle qu'un filtre en cosinus surélevé permet de transmettre un message en contrôlant/réduisant la bande occupée, pour avoir un ACPR très bas, sans avoir d'IES.

Donc le filtre de réception qu'on choisit sera le même que celui d'émission, ce qui est RRC alpha=0,9

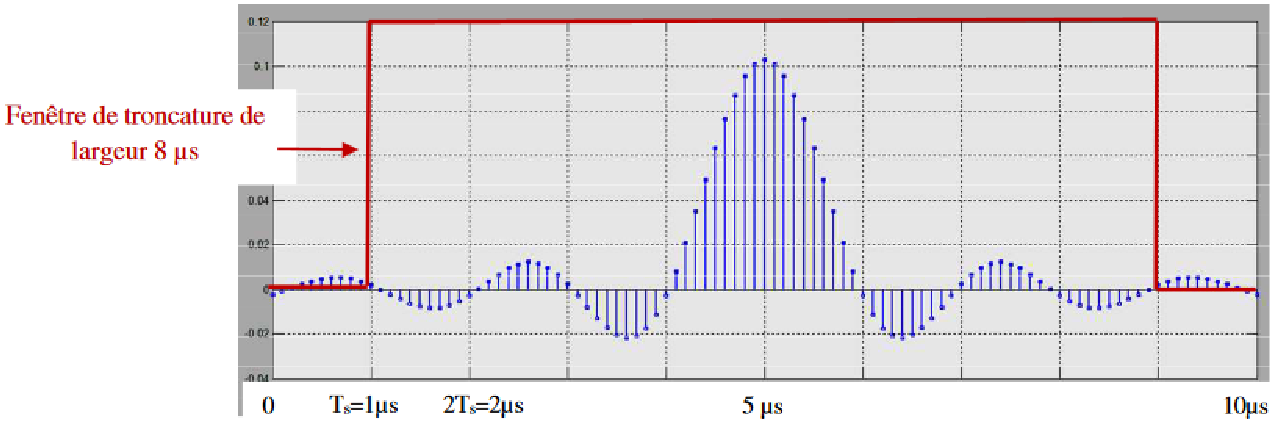
Quelques informations sur les filtres numériques :
Lorsqu'on réalise un filtre numérique non récursif (RIF), il faut programmer une équation liant les échantillons de sortie y(nTe) = y(n) du filtre, les échantillons de la réponse impulsionnelle hr(nTe) = hr(n) et les échantillons d'entrée x(nTe) = x(n).



Longueur de synthèse d'un filtre numérique

Pour un filtre d'ordre 80, la programmation de l'algorithme de calcul utilise 81 échantillons de la réponse impulsionnelle et 81 échantillons du signal d'entrée.
De façon générale, l'algorithme de calcul d'un filtre d'ordre n nécessite n+1 échantillon de la réponse impulsionnelle.

D'après le TD, la longueur de synthèse du filtre est la largeur de la fenêtre de troncature.
C'est-à-dire lors de la synthèse du filtre tous les échantillons à l'extérieur de la fenêtre de troncature sont considérés nuls.
Exemple de sujet : réponse impulsionnelle hr(t) et troncature



Dans un premier temps, on choisira une synthèse des filtres d'émission et réception en bande de base sur 8 Ts (Filter Length)

Afin de réaliser le filtre numérique à la réception, on utilisera 10 échantillons par temps symbole comme à l'émission.

On détermine la fréquence d'échantillonnage f $_e$

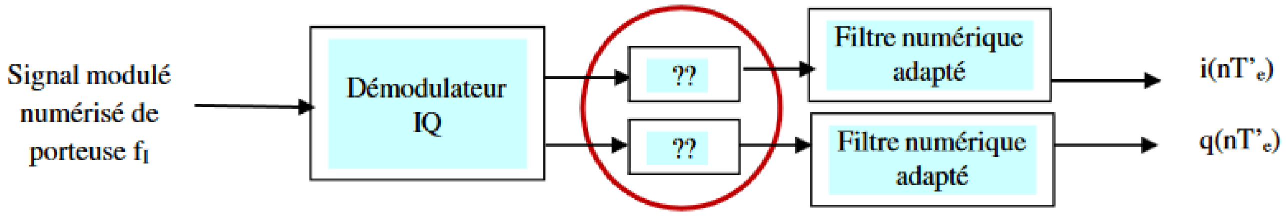
On sait que débit symboles R = 1Msymb/s
Il y 10 T_e dans 1 Ts

Donc $Te = \frac{Ts}{10} = \frac{1}{R \times 10} = \frac{1}{10 \times 10^6} = 1 \times 10^{-7} = 0{,}1\,\mu s$

Donc

$$f_e = \frac{1}{T_e} = \frac{1}{0{,}1 \times 10^{-6}} = 10\,MHz$$

Réduction du temps de calul avec sous-échantillonnage (décimation)



Afin de réduire le temps de calcul et la place mémoire nécessaire pour le traitement des signaux I et Q, on réalise la décimation (c'est-à-dire le sous-échantillonnage) avant de réaliser le filtre numérique cela nous permettra de prendre moins d'échantillons et donc réduire le temps de calcul.

Calcul de l’ordre du filtre de réception

Compte tenu de la fréquence d'échantillonnage f’e = 10MHz des signaux I et Q, et de la longueur de synthèse 8Ts, on en déduit l'ordre du filtre.

On sait que pour un filtre d’ordre 100, la programmation de l’algorithme de calcul utilise 101 échantillons de la réponse impulsionnelle ce qui nous permet de savoir que l’ordre d’un filtre numérique est de n_e-1.

Il faut d’abord connaître le nombre d’échantillons que nous allons utiliser, si la longueur de synthèse est de 8Ts

On utilise 10 échantillons par Ts donc et ils nous demandent une synthèse du filtre de 8 Ts.
Donc $N_e = 10 \times 8 = 80\, éch$

On peut en déduire alors que l’ordre du filtre est de Ne – 1 = 80 - 1 = 79

Il filtre d’ordre tellement élevé n’est pas facilement réalisable en analogique.

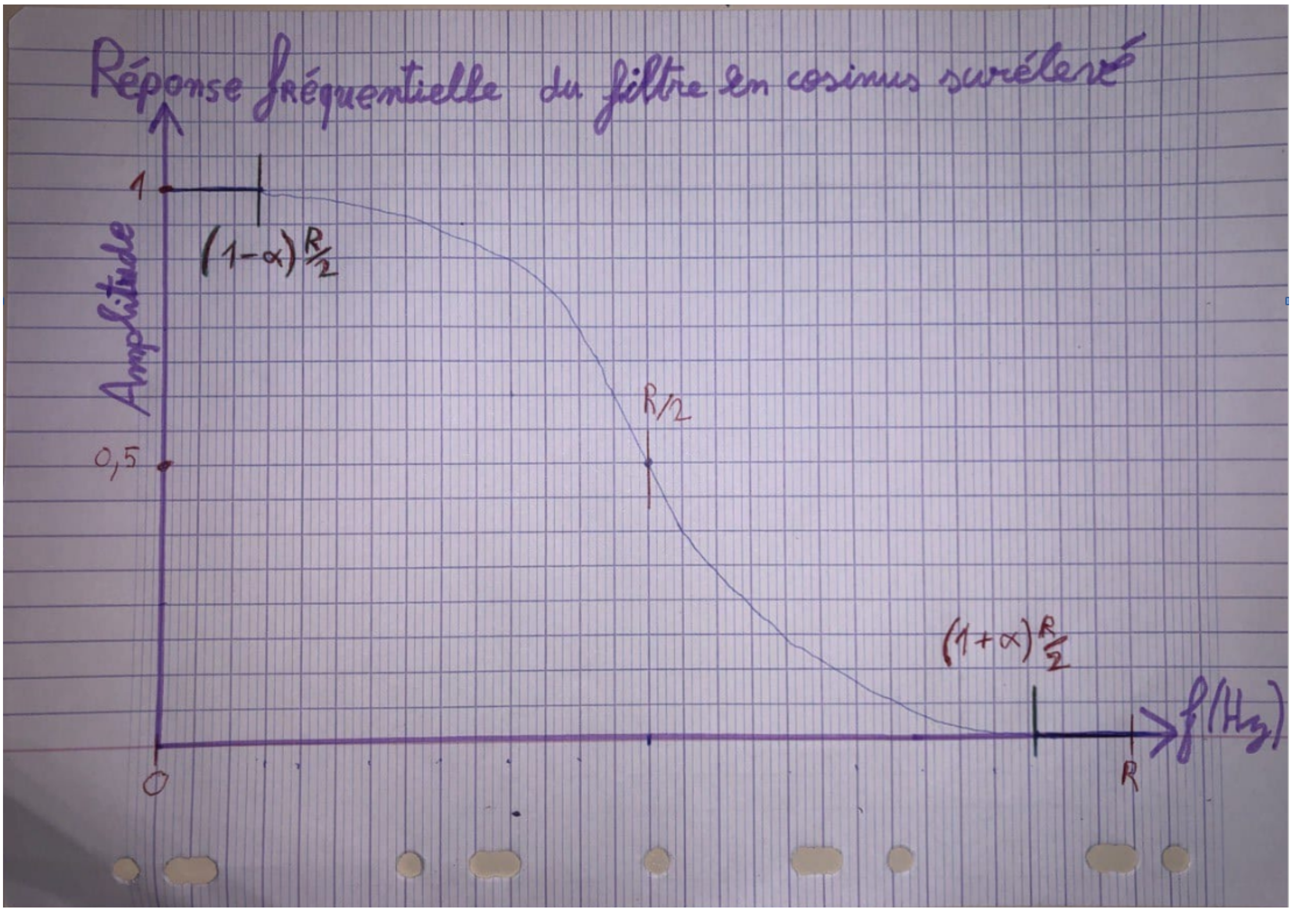
2 – Synthèse du filtre avec Matlab

a) Filtre théorique

Dans cette partie on étudie les conséquences de la troncature de la réponse impulsionnelle. L'amplification d'un filtre en racine de cosinus surélevé de roll off α est définie par :

- $0 \leq f \leq \frac{1 - \alpha}{2 T_s} \Rightarrow |H_e(f)| = 1$
- $\frac{1 - \alpha}{2 T_s} \leq f \leq \frac{1 + \alpha}{2 T_s} \Rightarrow |H_e(f)| = \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi T_s}{\alpha} . \left(f - \frac{1-\alpha}{2 T_s}\right) \right) \right]}$
- $\frac{1 + \alpha}{2 T_s} \leq f \Rightarrow |H_e(f)| = 0$

On représente la courbe de réponse fréquentielle théorique d'un filtre en racine de cosinus surélevé de roll off 0.9 :



b) Synthèse du filtre en racine de cosinus surélevé

On utilise fdatool *(commande de Matlab)* pour façon faire la synthèse du filtre RRC.

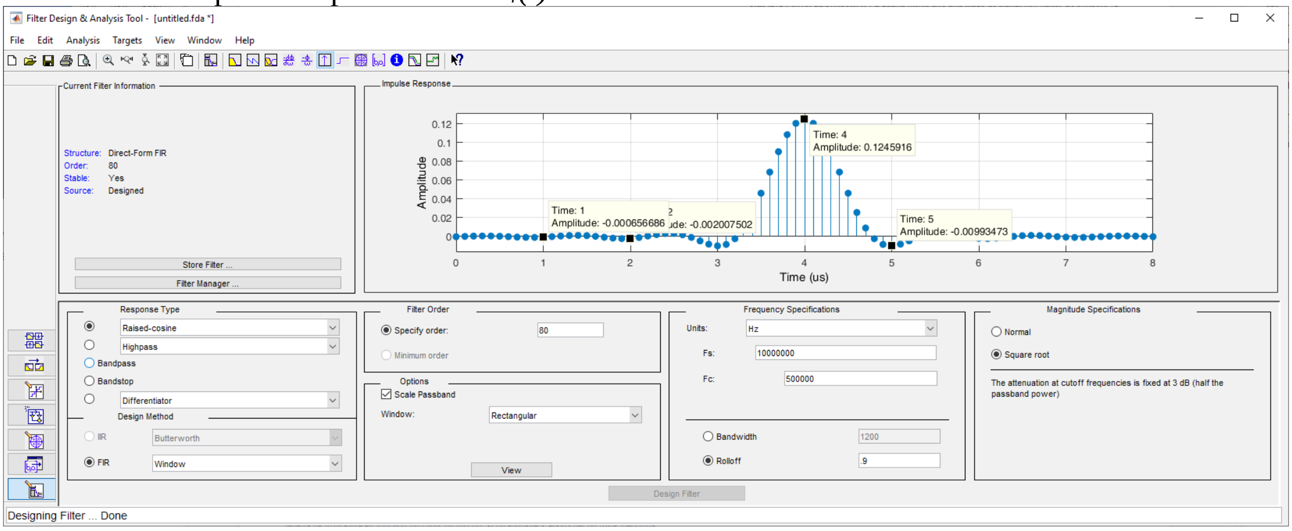
On suit les instructions du sujet :

- méthode des fenêtres → fenêtre de troncature rectangulaire.
- Longueur de synthèse = 8 Ts
- 10 échantillons par temps symbole.
- Roll off = 0.9.

On règle les fréquences de coupure et d'échantillonnage choisies :

- *Fs* = 10 MHz (fréquence d'échantillonnage)
- *Fc* = 500 kHz
- Magnitude specifications → Square root (pour filtre RRC)

On observe la réponse impulsionnelle $h_r(t)$:



En observant la réponse impulsionnelle, on remarque que à differents Temps symbole T_s après l'envoi du symbole, l'amplitude du signal n'est pas nulle. Ce symbole va donc non seulement interférer avec un symbole adjacent, mais aussi avec plusieurs autres symboles. Il y a donc de l'interférence entre symboles.

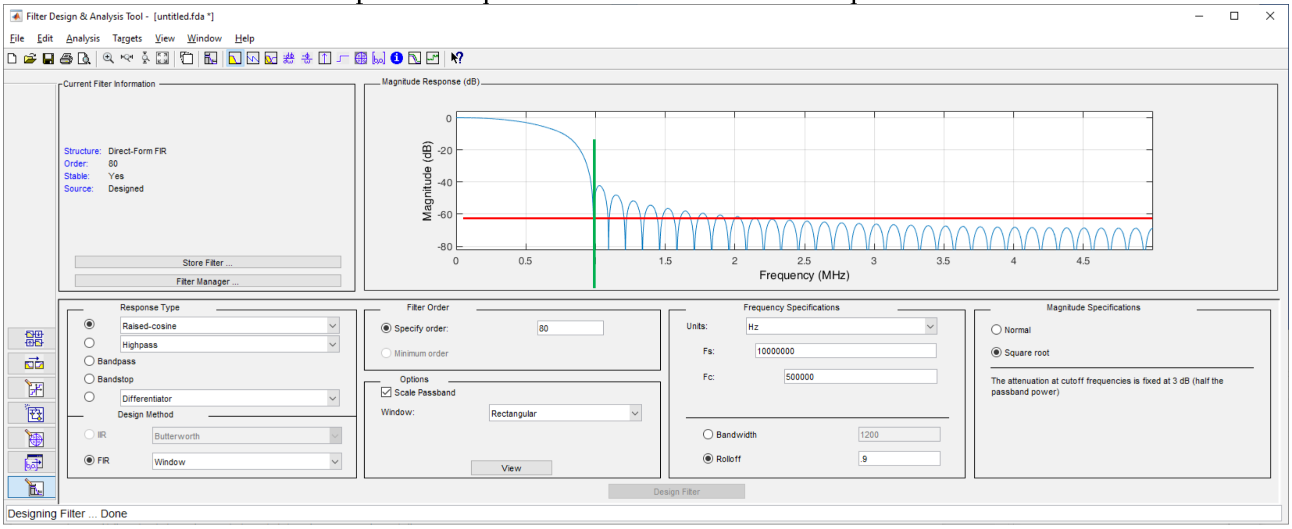
Exemple : 1 temps symbole après l'envoi, l'amplitude est $\frac{|A_{t=Ts}|}{|A_{t=0}|} = \frac{0.01}{0.125} = 0.08 = 8\%$ celle de l'amplitude à l'envoi, ce qui n'est pas nul.

Il faudra choisir un filtre racine de cosinus à l'émission pour annuler l'interférence entre symboles.

Étude de la réponse fréquentielle d'un filtre numérique avec fdatool

La réponse fréquentielle théorique d'un filtre en racine de cosinus surélevé (RRC) est un lobe de largeur (1+α)R/2

On observe ci-dessous la réponse fréquentielle du filtre RRC tronqué avec roll-off=0.9.



On voit qu'effectivement le lobe principal a une largeur de (1+α)R/2 = 0.950MHz, on remarque aussi qu'il y a des lobes secondaires, mais qui sont en dessous de -40dB par rapport au gain statique.

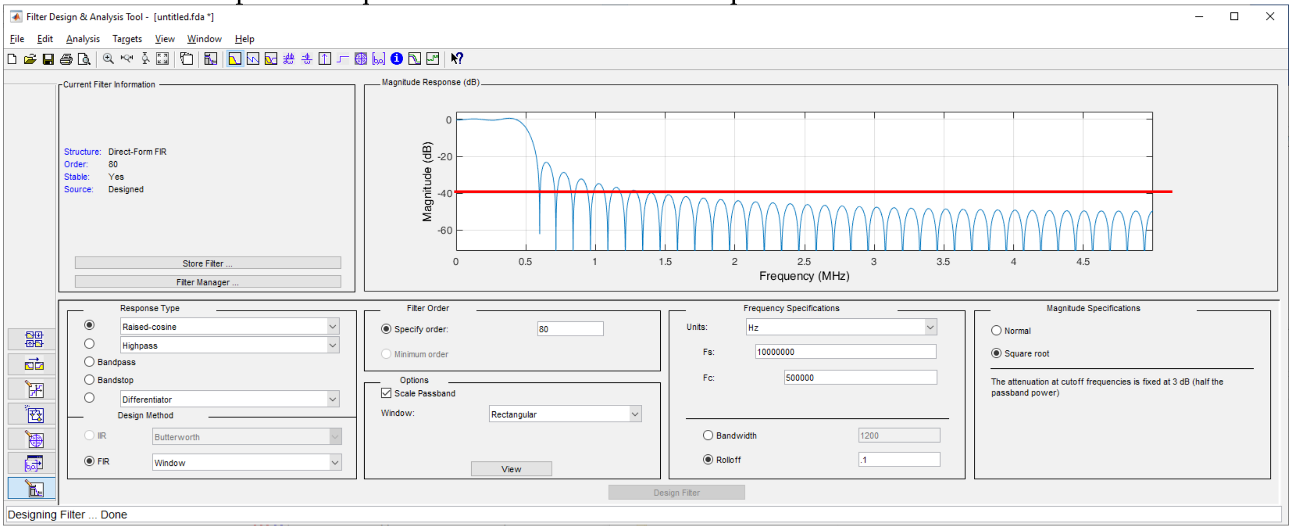
On déduit que la troncature du filtre introduit des émissions de lobes secondaires dans les bandes adjacentes. Dans notre cas, on ne veut pas dépasser un ACPR de -40dBc.

Influence du roll-off sur la réponse fréquentielle d'un filtre numérique

Pour mieux comprendre on change le roll off à 0.1, afin d'observer l'évolution de la courbe de réponse fréquentielle par rapport à la théorie.

En diminuant la valeur du roll off (α = 0.1), d'après la théorie du cours, la réponse temporelle du filtre RRC aura des plus grandes oscillations. L'amplitude du signal va rester importante pendant plusieurs T_s.
Une troncature d'un tel signal sous-entend perturber plusieurs oscillations d'amplitude importante. Les oscillations perturbées font une part importante du signal. On s'y attend à ce qu'un signal tellement perturbé aie des importantes perturbations dans sa réponse fréquentielle.

Ci-dessus est la réponse fréquentielle du filtre RRC tronqué avec roll-off=0.1



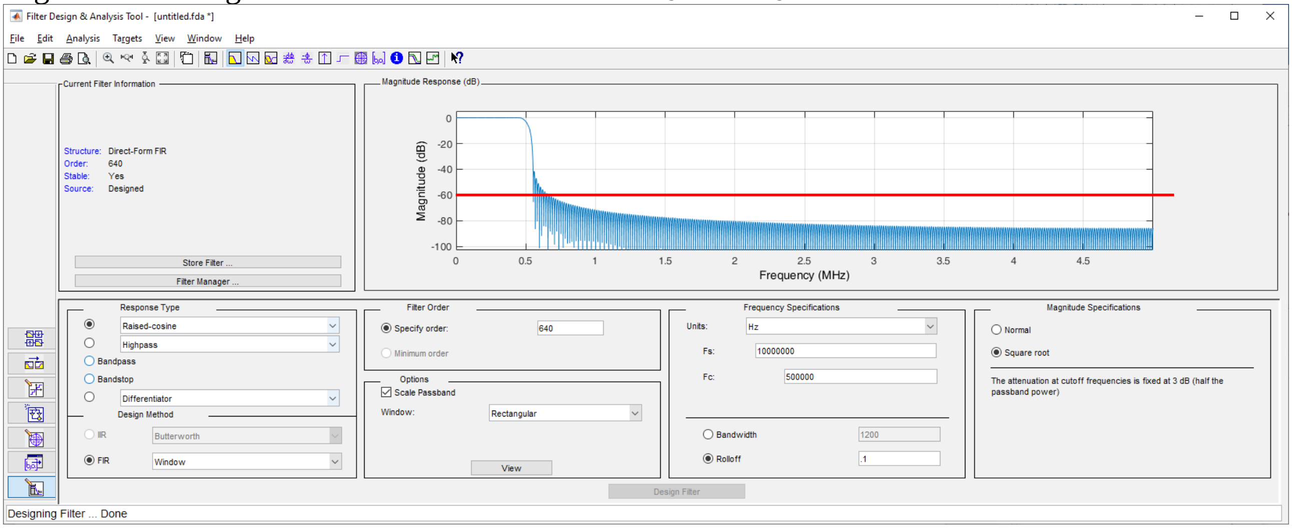
Comme prévu, les émissions dans les bandes adjacentes sont plus importantes qu'avec roll-off=0.9
La plupart des lobes dans la 1ère bande adjacente dépassent -40dB du gain statique.
On déduit qu'il y a de fortes chances que l'ACPR soit largement supérieur à -40 dBc.

Influence de la largeur de fenêtre sur la réponse fréquentielle d'un filtre numérique

On augmente cette fois la largeur de la fenêtre de troncature à 64 temps symboles et on observe l'influence sur la courbe de réponse fréquentielle.

En augmentant la largeur de troncature, plus de symboles vont être laisses passes avant que les suivants soient tronqués. D'après les cours, les oscillations de la réponse temporelle du filtre (R)RC s'atténuent plus le temps passe. Les amplitudes tronquées seront d'amplitude plus faible. Donc une plus petite partie du signal sera influencée. On s'y attend donc à ce que la réponse fréquentielle du filtre aie des plus faibles perturbations par rapport à la simulation précédente.

Ci-dessous est la réponse fréquentielle du filtre RRC tronqué avec le même roll-off=0.1. En augmentant la largeur de la fenêtre de troncature $8T_s \rightarrow 64T_s$



Dès la 1ère bande adjacente (1MHz), l'amplitude de tous les lobes est < -60dB par rapport au gain statique.

On conclut qu'en augmentant la largeur de la fenêtre de troncature, une part plus grande du signal est prise en compte, donc la réponse fréquentielle ressemble plus au signal théorique. Plus le roll-off est petit, plus il y a d'oscillations dans la réponse temporelle du filtre. Donc les oscillations tronquées seront de plus grande amplitude. Une plus importante partie du signal sera tronquée, donc on déduit que la réponse aura de plus fortes perturbations. On déduit ensuite que pour avoir des émissions admissibles dans les bandes adjacentes (-40dBc) il faut que la largeur de la fenetre de troncature soit suffisamment grande par rapport au roll-off choisi.

3 – Simulation de la chaine de transmission complète

Un programme de simulation, va nous permettre de vérifier l'influence des différents paramètres (choix du filtre en bande de base, longueur de synthèse…) avant de mettre en œuvre la chaine de transmission complète.

a) Le programme permet de :
   - Simuler l'émetteur :
     Conversion d'un texte de 200 caractères maximum (1 caractère = 1 octet) en séquence binaire.
     Définition des paramètres de la modulation : débit Symboles, filtre en bande de base, type de modulation.
     Affichage des chronogrammes de la séquence transmise, des signaux I et Q.
   - Simuler le récepteur :
     Reconstitution de la porteuse
     Démodulation
     Filtrage
     Affichage des chronogrammes, diagramme de l'œil, diagramme des vecteurs…
     Décodage et affichage du texte

Test du programme
Consigne :

On choisit un filtre d'émission en racine de cosinus surélevé de roll off α supérieur ou égal à 0.5.

On Teste les différents types de filtres à la réception : filtre en cosinus surélevé, filtre en racine de cosinus surélevé de roll off différent de l'émission, filtre adapté.

On règle les paramètres :

Débit symbole : 1Msymb/s*****
Fréquence d'échantillonnage : 400MHz*****
filter length émetteur = filter length récepteur = 16
On choisit roll-off émetteur = 0.9

Nous avons testé les différents types de filtres a la réception :filtre en cosinus surélevé (roll-off=0.9), filtre en racine de cosinus surélevé de roll-off=0.1. Dans tous les cas, nous observons une interférence entre symboles dans les diagrammes de l'œil et des vecteurs.

Lorsque nous essayons avec un filtre non adapté, par exemple un filtre en cosinus surélevé, on remarque que le signal est transmis, mais qu'il y a d'interférence entre symboles à la réception, et le message arrive avec des erreurs.

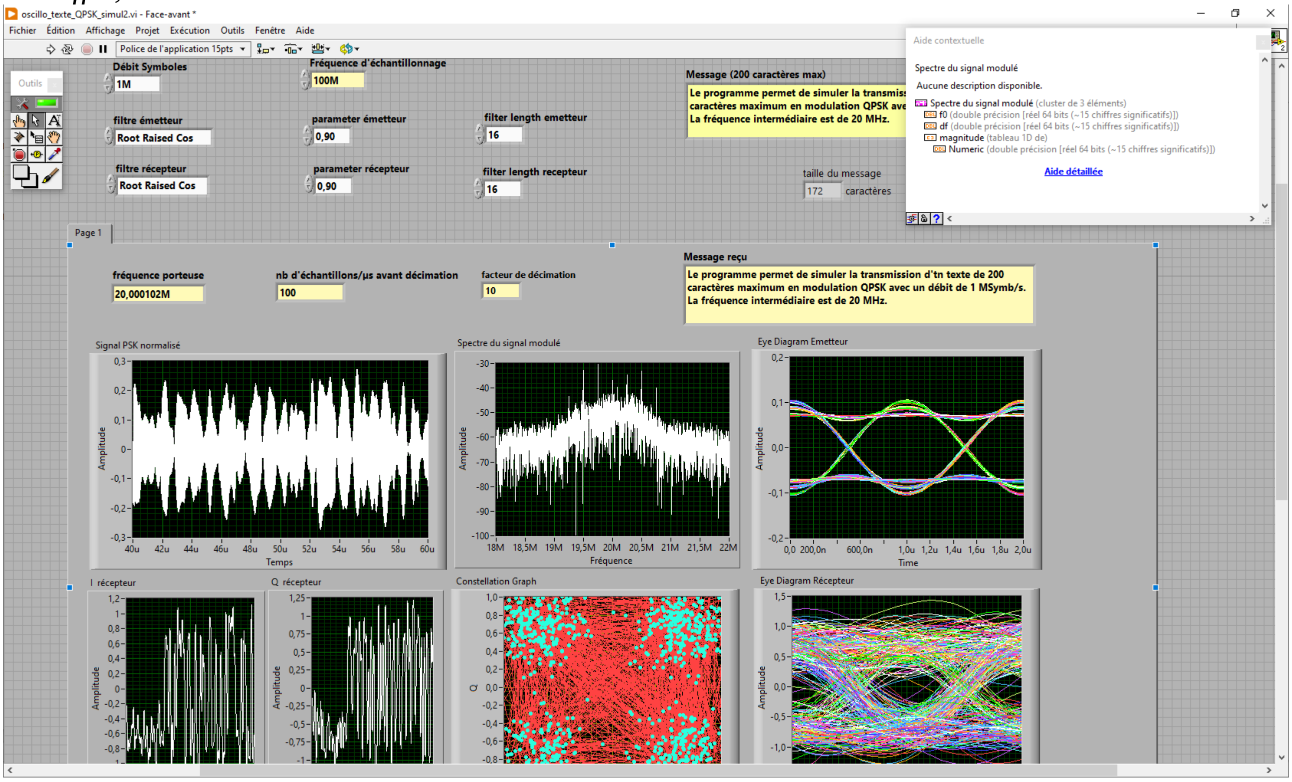
Nous avons essayé aussi de descendre la fréquence d'échantillonnage pour observer la réaction du système, on a remarqué que les erreurs dans la transmission sont plus remarquables ainsi le diagramme de l'œil est plus bruité

Avec un filtre adapté a la réception (RRC avec roll-off 0,9) la probabilité d'avoir des erreurs de réception est très basse voire nulle.

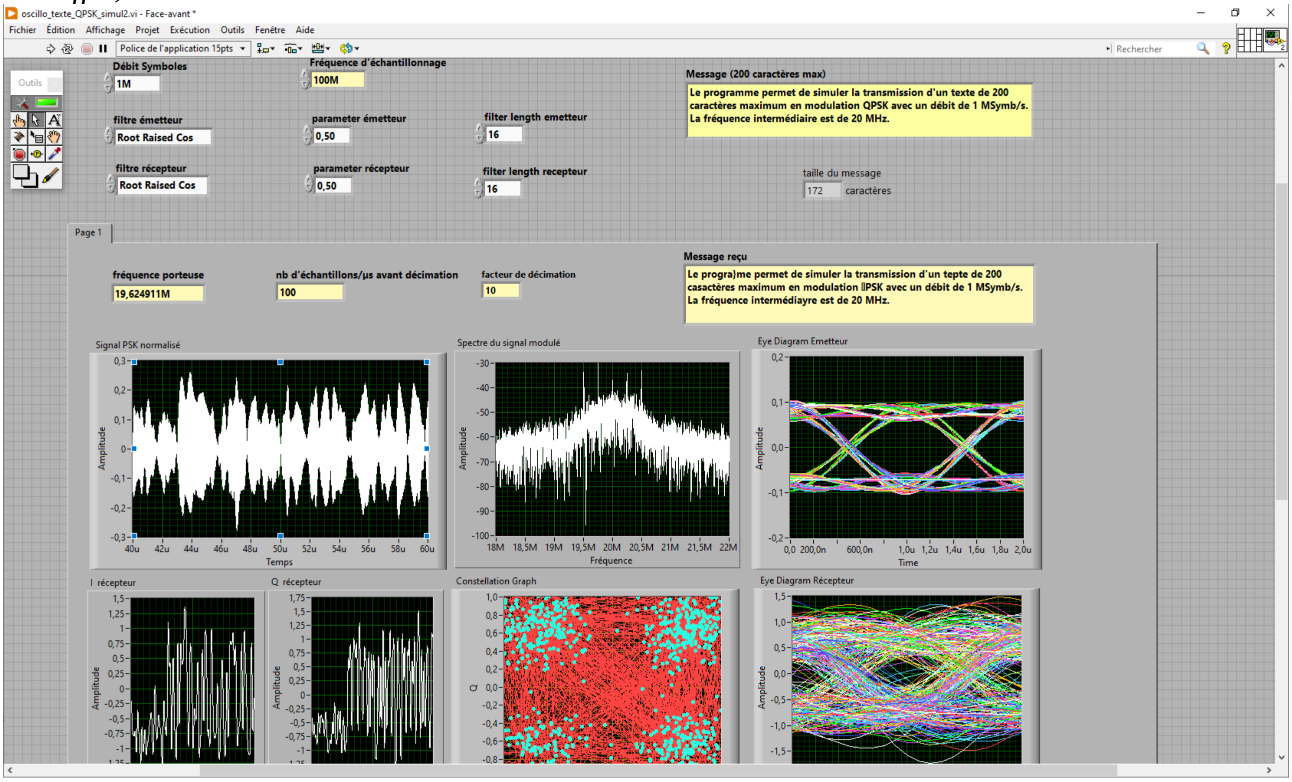
***explication :**
On pense que la fréquence de la porteuse f_0 *du logiciel est 20MHz, vu qu'il est écrit dans le programme que la fréquence intermédiaire est 20MHz.*
La fréquence maximale sera $f_0 + R = 20MHz + 1MHz = 21MHz$
Une fréquence d'échantillonnage de 400MHz est suffisante pour ne pas perdre d'informations.

On cherche à observer la réaction du système avec des roll-off plus bas :

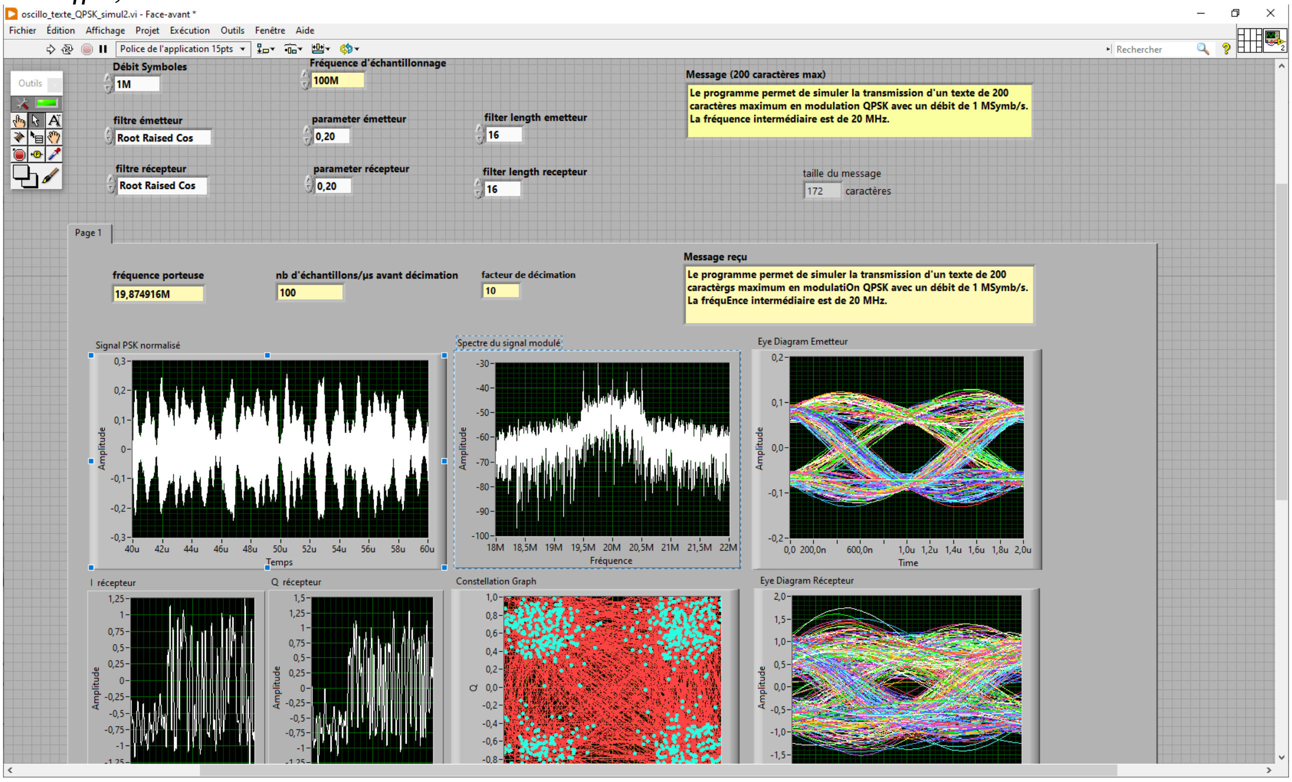
roll off 0,9



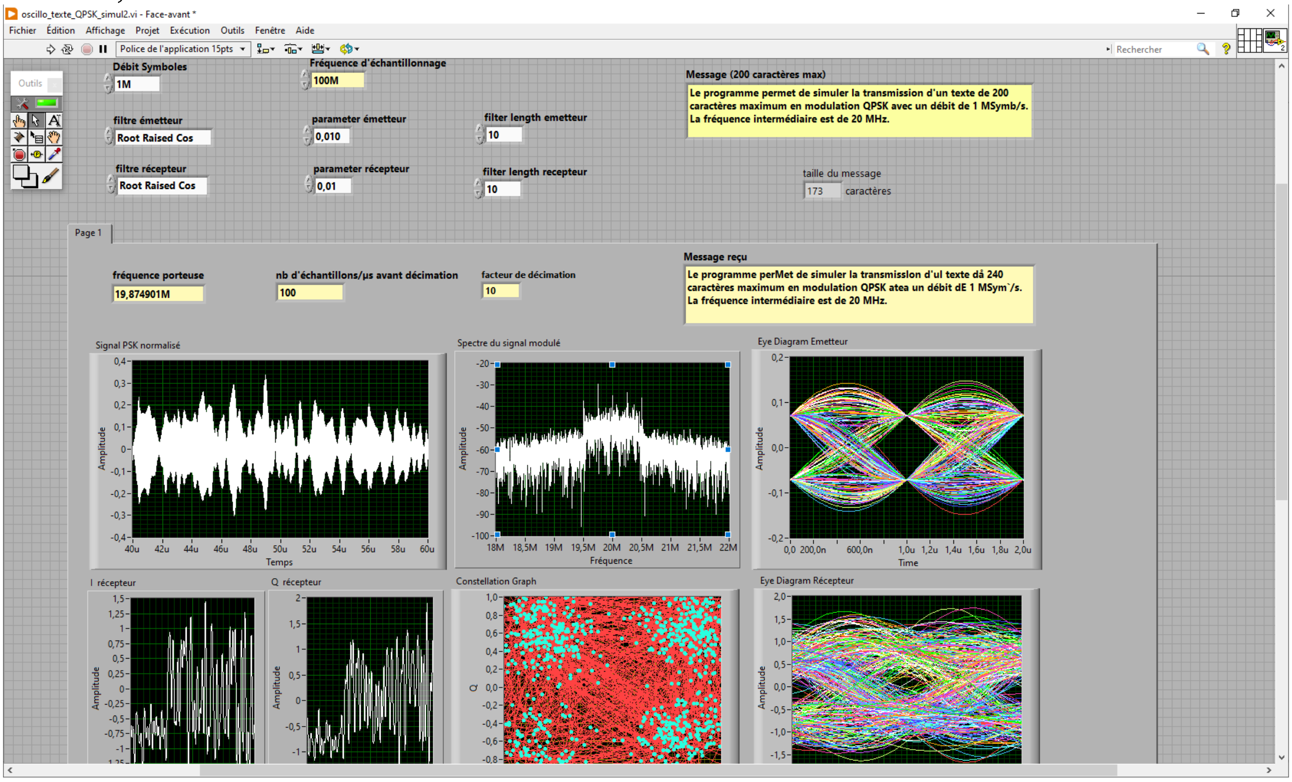
roll off 0,5



roll off 0,2



roll off 0,01

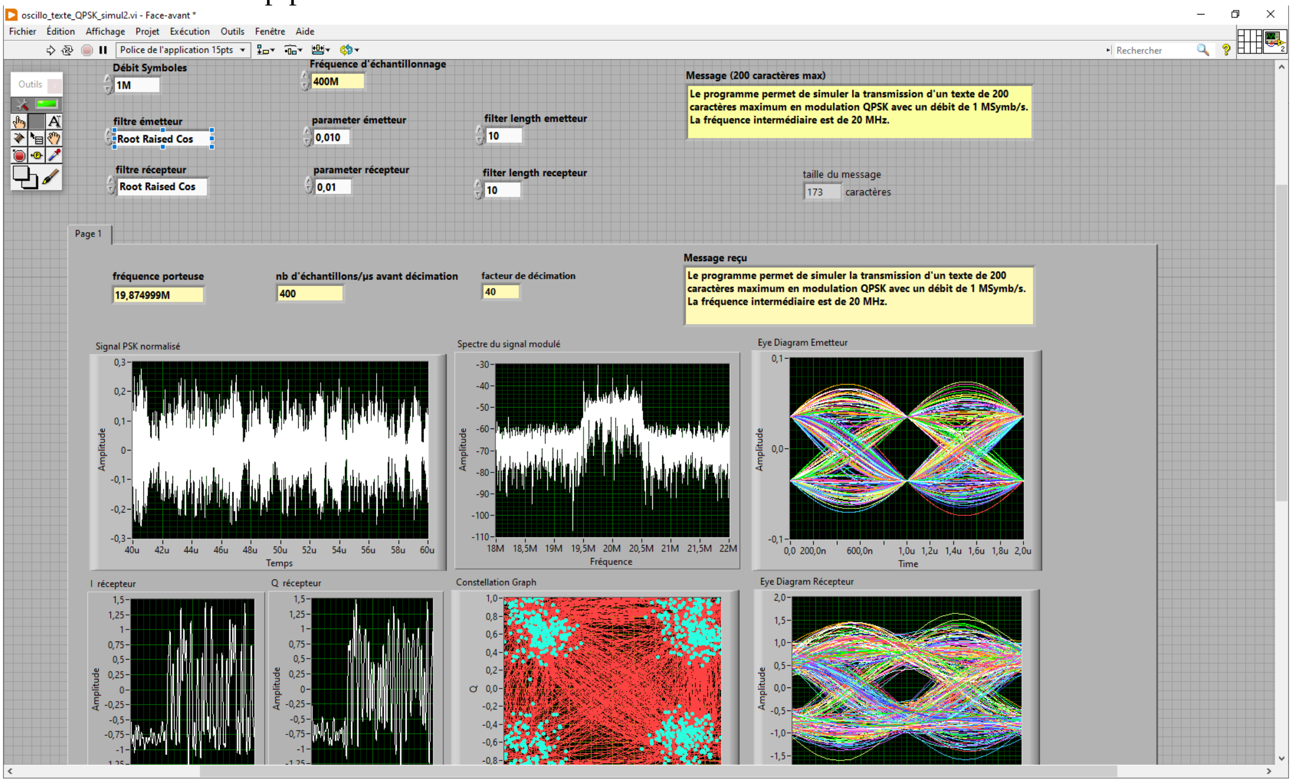


Nous avons remarqué que plus on descend le roll-off, plus nous avons de l'interférence entre symboles, et le signal est plus bruité.

On remarque que, si on diminue trop la valeur du roll off, le taux d'erreurs de transmission augmente.

Pour corriger l’effet du roll-off bas, on propose de modifier la fréquence d’échantillonnage, nous avons essayé avec une Fe de 400MHz pour un filtre avec roll off de 0,01.

Nous avons remarqué qu’effectivement avec une fréquence d’échantillonnage plus grande, le taux d’erreur est beaucoup plus réduit :



Nous avons aussi augmenté la taille du filtre mais malheureusement ça n’a pas affecté taux d’erreur.

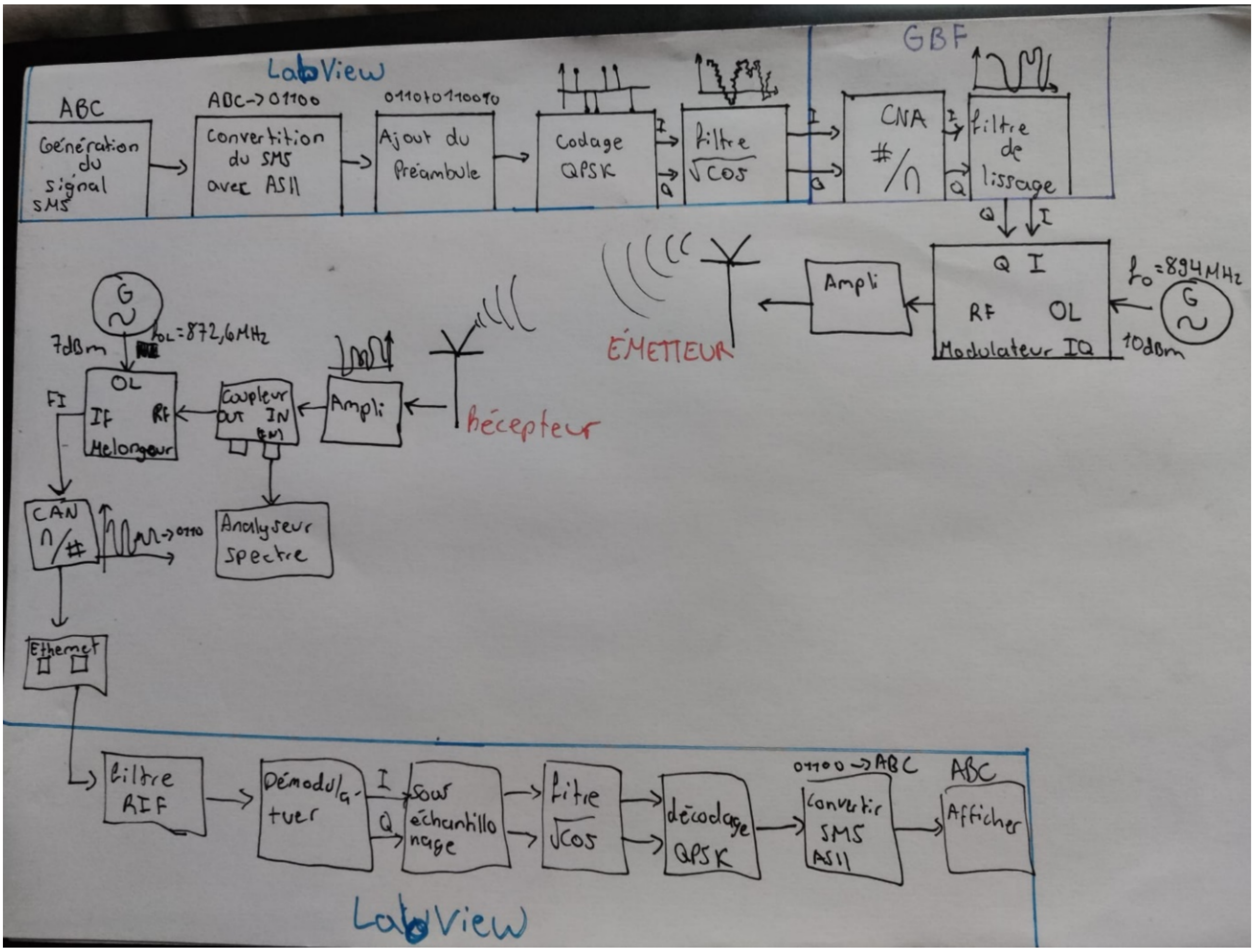
Modifier la fréquence échantillonnage pour des roll-off faibles est donc avantageux, mais le problème que nous avons retrouvé est qu’en augmentant la fréquence d’échantillonnage, le temps calcul augmente aussi, ce qui fait que le système devient beaucoup plus lent.

4 - Récapitulatif : schéma de synthèse

A ce stade du projet, on fait un schéma de synthèse de la chaine de transmission complète mettant en évidence les différentes fonctions analogiques et logicielles au niveau de l'émetteur et du récepteur.

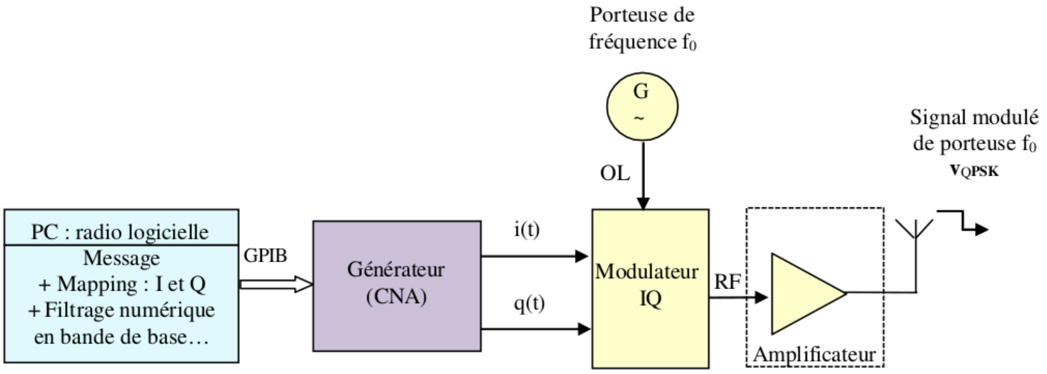
On y indique toutes les grandeurs importantes :
- fréquences, puissances… pour les parties analogiques
- fréquences, débits, fréquences d'échantillonnage, facteur de décimation, traitement du préambule, décodage…. pour les parties logicielles

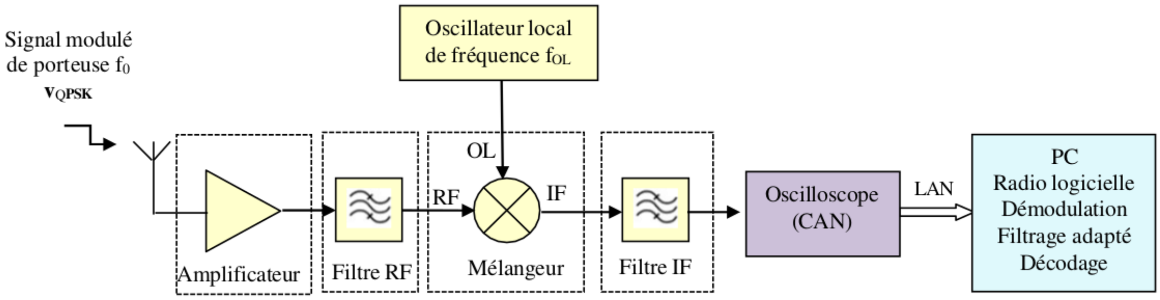
On pourra s'aider du programme Labview pour identifier les différentes étapes au niveau de la radio logicielle.



TROISIÈME PARTIE : CHAÎNE DE TRANSMISSION COMPLÈTE

La chaîne de transmission complète à mettre en œuvre se présente sous la forme suivante :



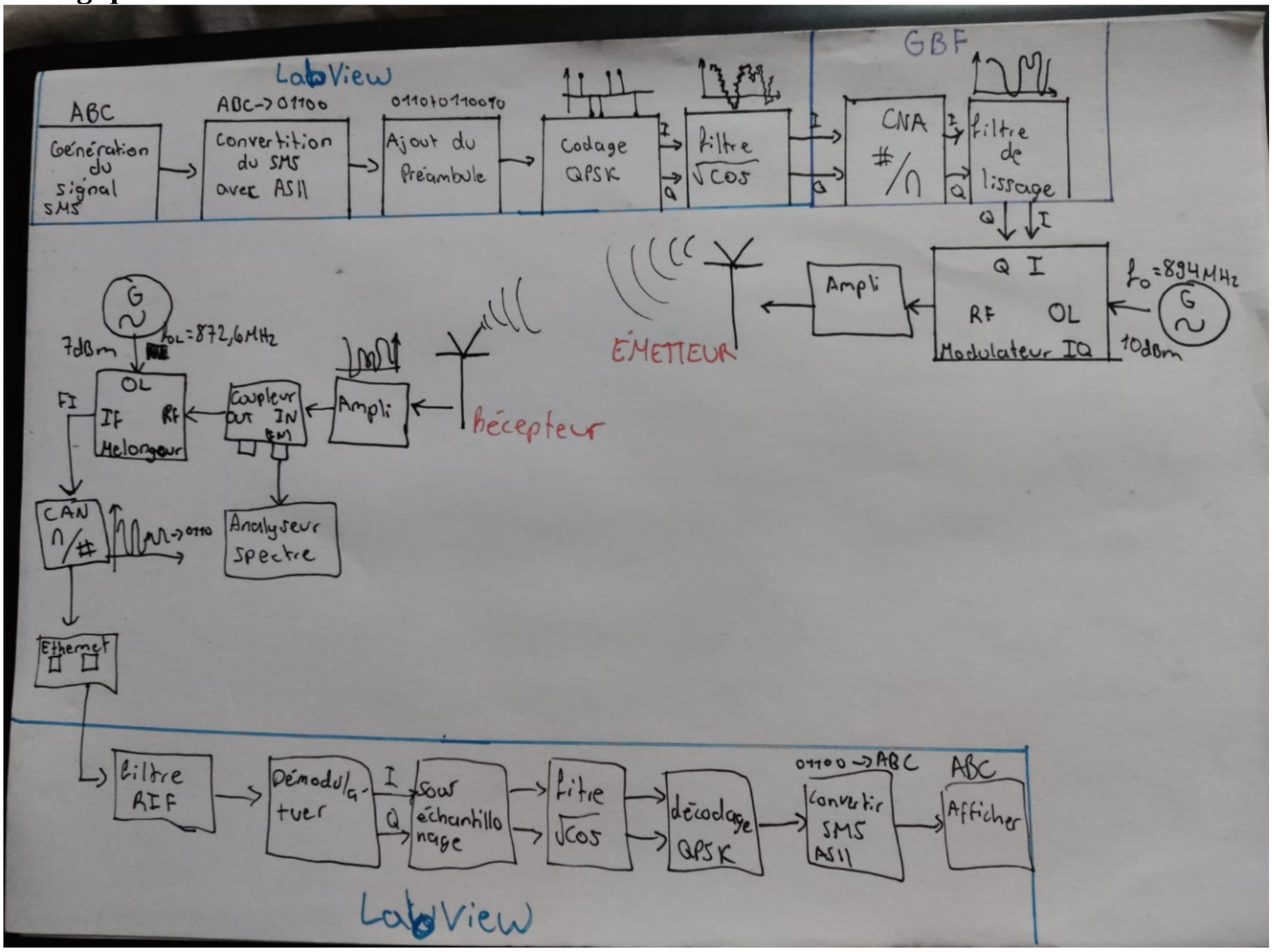


I - MISE EN ŒUVRE DE LA CHAINE DE TRANSMISSION COMPLETE

Un binôme mettra au point la partie émetteur et le 2 ème binôme la partie récepteur.

Test de la transmission
Le but de cette partie est de valider la chaîne de transmission, de détecter les dysfonctionnements, de les résoudre…

On Câble l'émetteur et le récepteur conformément au schéma complet ci-dessous de la partie analogique de la chaîne de transmission



Nous avons commencé par brancher l'émetteur pour vérifier que le signal envoyé corresponde bien à nos attentes.

On effectuera l'émission en 3 parties:

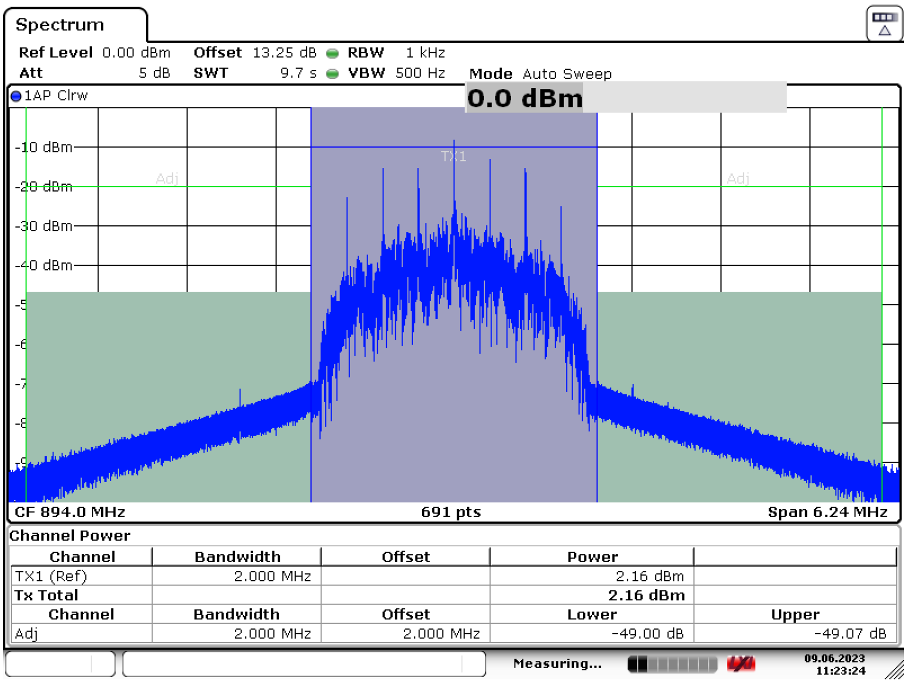
1) Tout d'abord, on s'assure que Labview n'envoie pas des puissances I et Q trop grands, pour ne pas casser le modulateur IQ. (On ne le fait pas parce qu'on fait confiance au programme fait par les professeurs.

2) Ensuite, avant de câbler le montage on branche la sortie du modulateur IQ a l'analyseur de spectre, pour mesurer la puissance de sortie. Ainsi, on pourra assurer une puissance d'entrée de l'amplificateur pas trop grande, pour éviter de s'approcher du point de compression.

3) Finalement, on branche la sortie RF du modulateur IQ a l’entree de l’amplificateur, qui sera ensuite relie a l’analyseur de spectre.

On a des atténuateurs de 10dB a chaque entrée I et Q du modulateur IQ.
La puissance OL nécessaire pour le modulateur IQ doit être de 10dBm.
On amplifie le signal en faisant attention au point de compression.
On régle le annalyser du spectre :

- offset 13,25
- ref Level 0dBm
- Fc = 894 MHz
- span 5MHz



Date: 9.JUN.2023 11:23:24

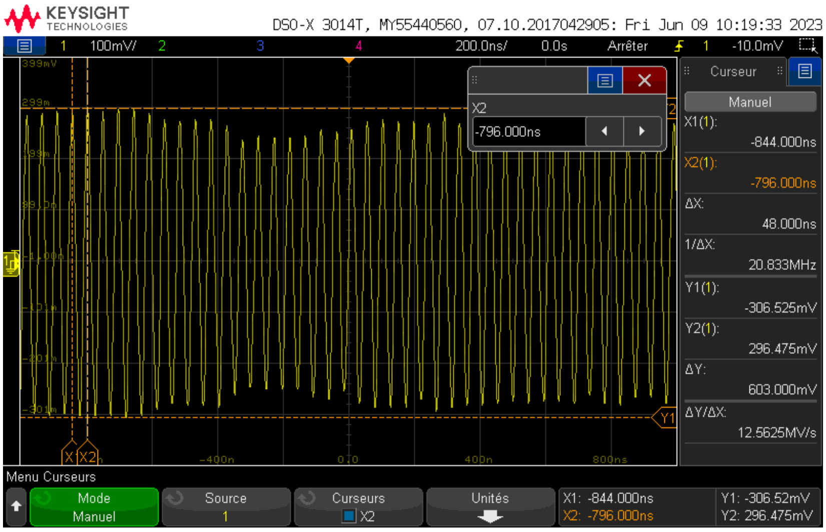
On calcule l’ACPR du signal transmis, et on obtient une puissance de 2,16 dBm dans le canal principal, ce qui respecte bien notre cahier de charges (entre -3dBm et 7dBm). On observe des harmoniques dans le lobe principal car le signal s’envoie de manière répétitive.
La valeur d’ACPR est de -49dBm, ce qui est très bien.

Après avoir vérifié que le signal transmis respecte bien le cahier de charges, nous pouvons brancher une antenne à la fin du système de transmission et monter le système de transmission-réception complet. Nous faisons ainsi.

Récepteur :
Dans la partie réception on ne câble pas encore le filtre RF.
Comme ça, on pourra étudier l’effet des éventuelles perturbations.

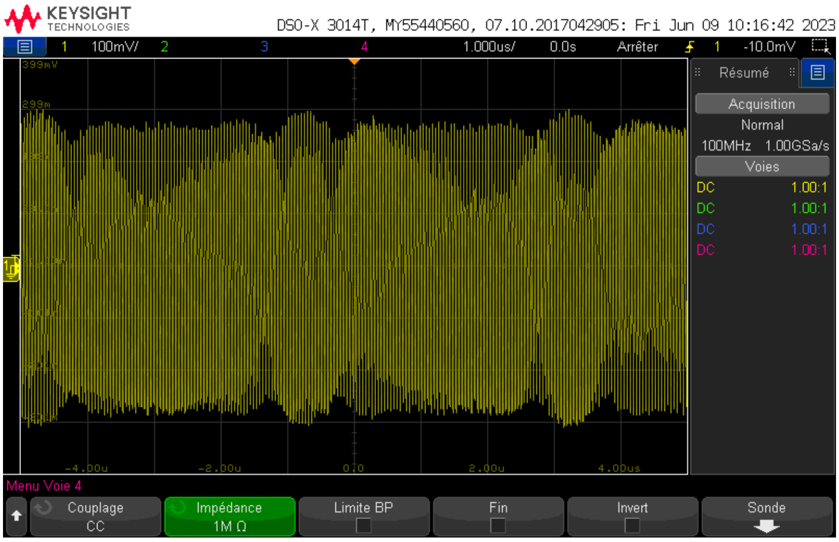
On utilise un coupleur pour observer une partie du signal reçu à l’analyseur du spectre.
Une puissance de 7dBm à l’entré OL du mélangeur est demandé pour le bon fonctionnement.
La fréquence de l’oscillateur local OL du mélangeur est de 894 – 21,4 = 872,6MHz.

On relevé à l’oscilloscope le signal modulé transposé autour de 21,4MHz :



On remarque que le signal est sinusoidal, de frequence 20,8 MHz. On remarque deéjà qu’il varie en amplitude.

On visualise le signal sur une plus grande période :



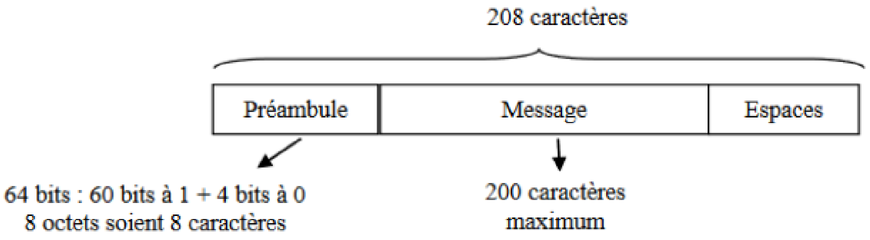
On voit mieux les variations d’amplitude. On affirme qu’il s’agit d’une transposition du signal modulé envoyé par l’antenne émettrice de notre montage.

Notre système transmission-réception est complètement monté, et marche selon nos attentes.

II - TRANSMISSION D'UN SMS

1 – Protocole de communication : codage du message

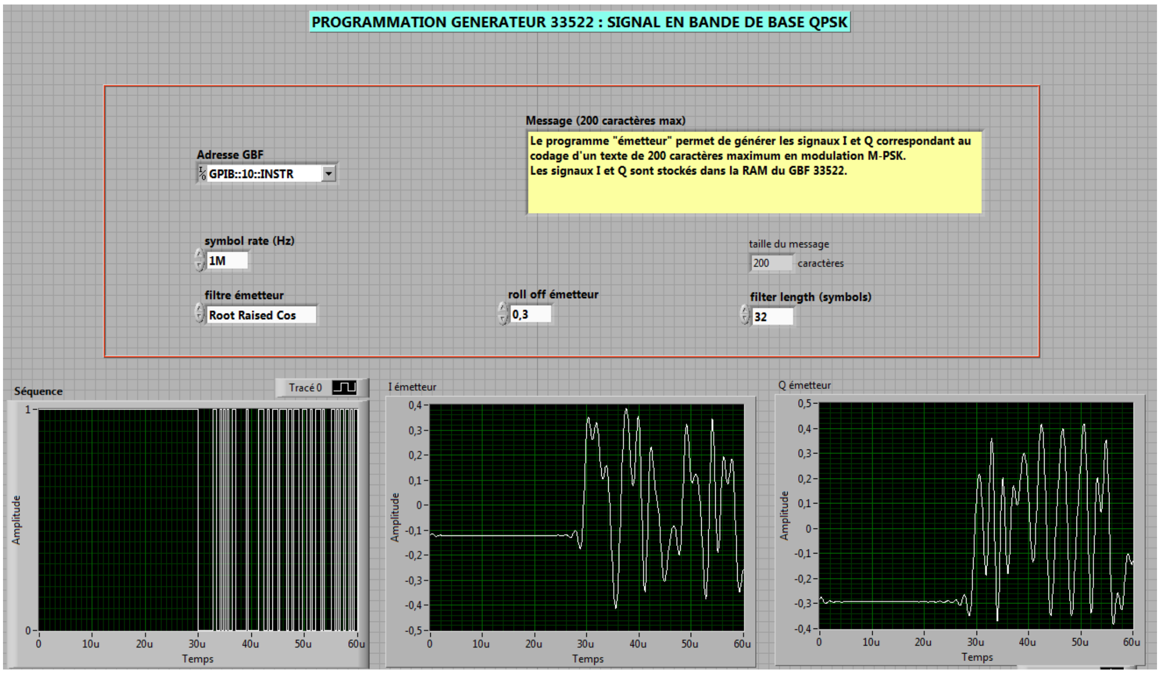
On rappelle que le protocole de communication choisi est le suivant :



Le programme complet "**gbf_synchro_QPSK**", disponible sur cours en ligne, permet de :

- Convertir un texte de 200 caractères maximum (1 caractère = 1 octet) en séquence de 1 et de 0
- Insérer un préambule et des caractères de fin
- Définir les paramètres de la modulation : débit Symbole, filtre en bande de base, type de modulation
- Afficher les chronogrammes de la séquence transmise, des signaux I et Q
- Transférer cette séquence dans la mémoire volatile du générateur en imposant 10 échantillons par temps symbole

La face avant se présente sous la forme suivante :



Test d’envoi du message

On configure la face avant du programme :

L’adresse IP de notre oscilloscope**.**

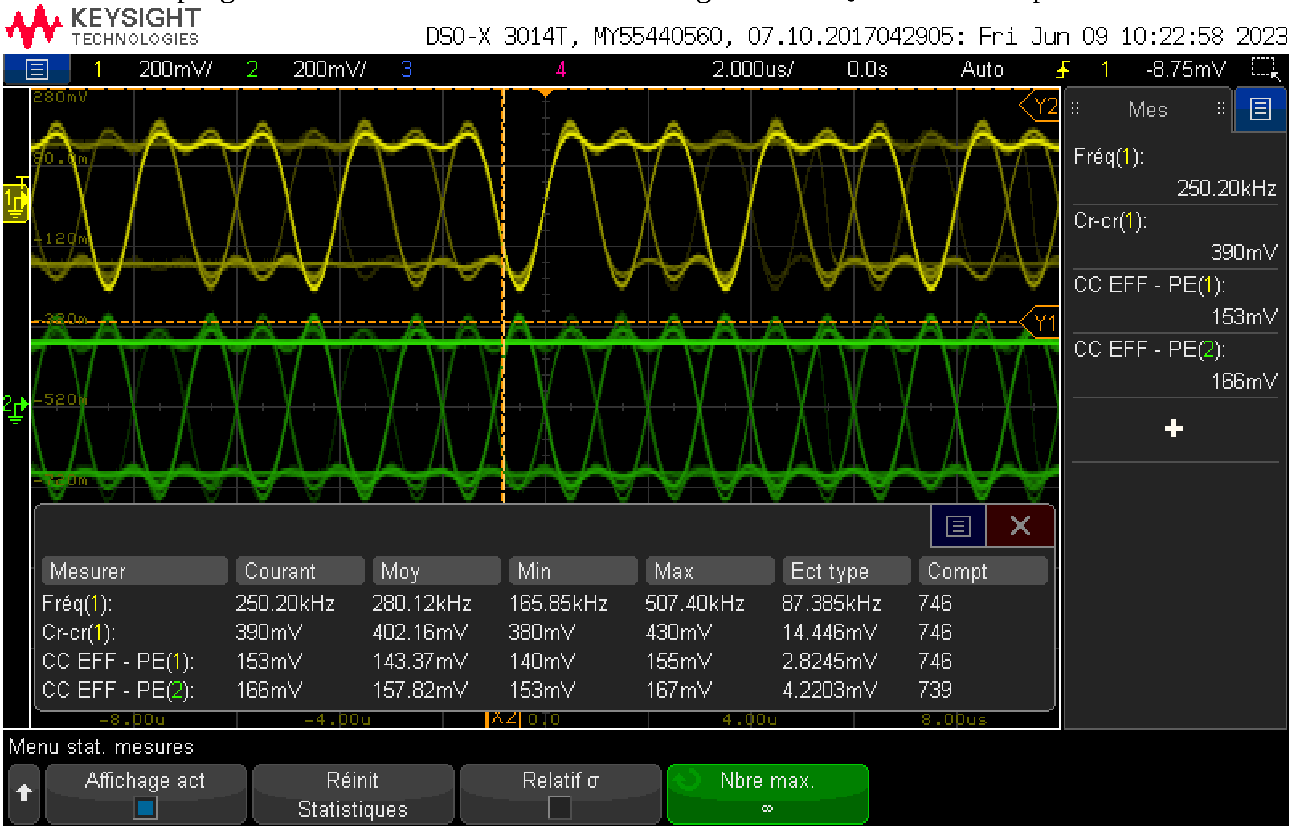
Filtre RRC

α=0,9

largeur de filtre = 32 symboles

(On ne peut pas régler la puissance avec le programme labview fourni. On a au début mesuré les puissances pour s’assurer qu’elles ne dépassent pas 16dBm chacune)

On allume le programme Labview et on observe les signaux I et Q a l’oscilloscope



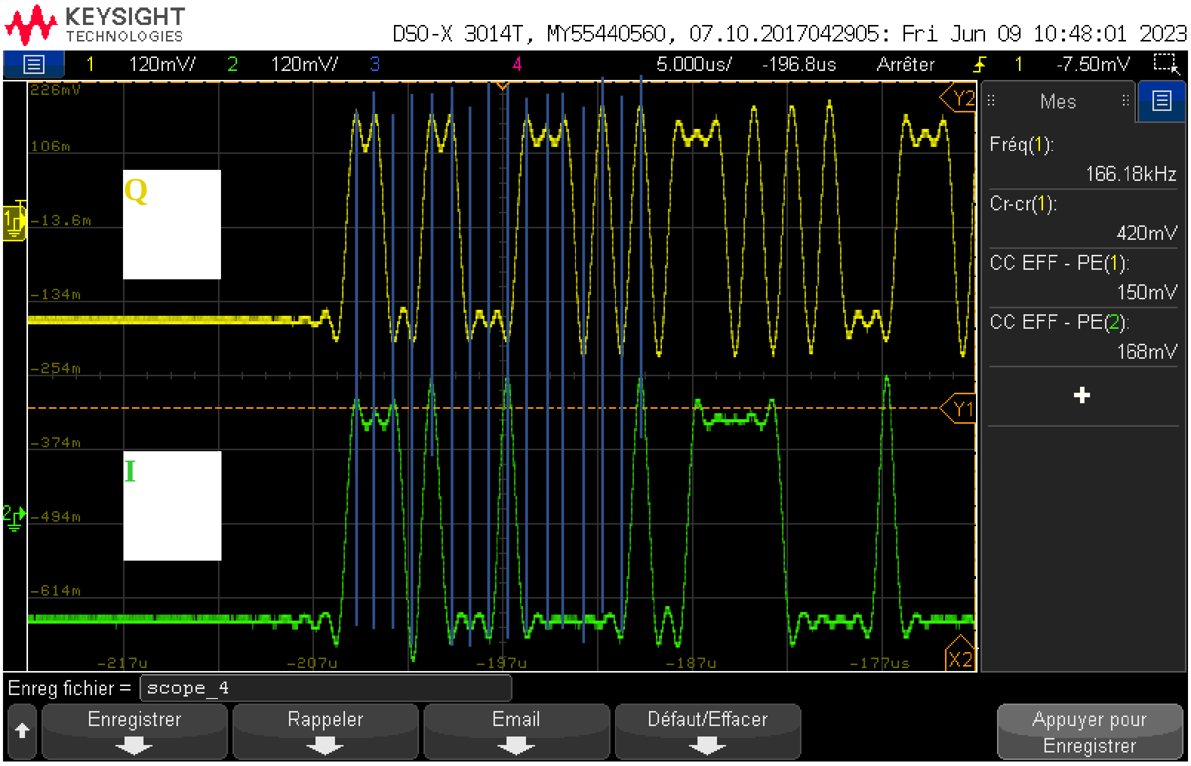
155 mV @ 50Ω → 0,48 mW → -3.19 dBm

167 mV @ 50Ω → 0,56 mW → -2,52 dBm

(Mais comment oses-tu faire des calculs @50Ω sachant que l’impédance d’entrée de l’oscilloscope = 1MΩ? Shhh tais toi)

Les puissances des signaux I et Q en sortie du programme Labview ne sont pas dangereuses pour les composants à notre disposition.

On observe les chronogrammes des signaux I et Q en sortie du générateur et on synchronise l'oscilloscope sur le début de la trame.
On essaye de tester le bon fonctionnement du programme en repérant le préambule et en décodant les 2 premiers caractères :



On décode le message après le préambule. On utilise une table ASCII pour décoder les caractères.
Le préambule du message SMS est 60 bits à 1 suivis de 4 bits à 0.

Les deux premiers caractères sont
N = 01001110
o = 01101111

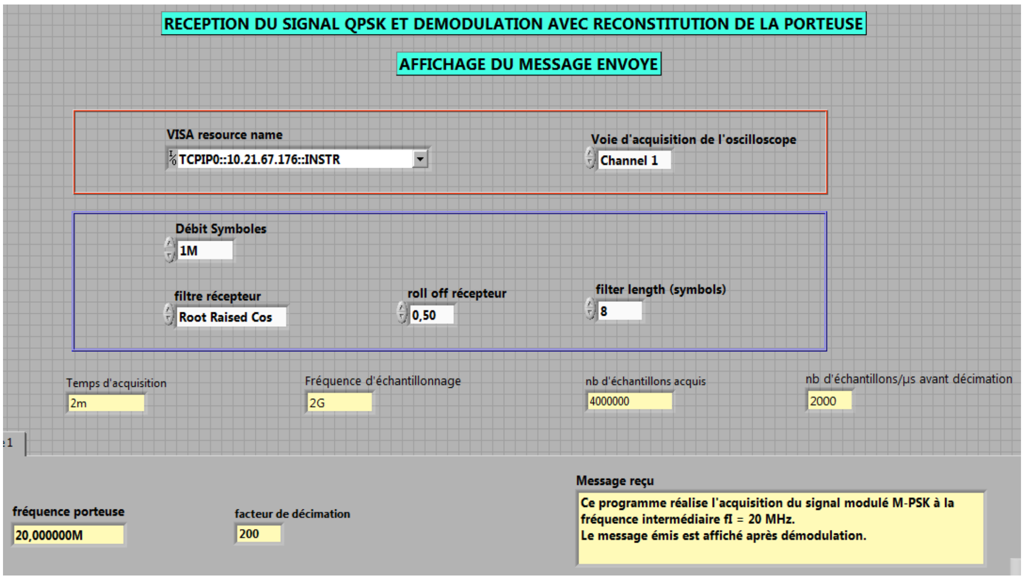
Nous n'avons pas réussi à retrouver les deux premiers caractères de notre message transmis.
On abandonne le décodage.

2 – Transmission du message

Précédemment nous avons verifié si la chaîne de transmission-réception fonctionnait correctement, nous n’avons pas rencontré des problèmes. On décide enfin de réaiser la chaine de transmission entière, de sorte que le message soit décodé à la réception par un ordinateur.

Le programme complet correspondant à la réception "**oscillo_texte_QPSK**" est fourni.

La face avant se présente sous la forme suivante :



On exécute le programme en choisissant une configuration respectant le cahier des charges.

Nous avons dans un premier temps testé notre chaîne de transmission complète en posant une antenne à côté de l’autre.

Portée = 50cm
Alignement des antennes

Réglages programme récepteur :
Filtre récepteur = Root Raised Cos
roll-off = 0,9
filter length = 32symboles

Le message était bien transmis et démodulé, nous avons eu pas des problèmes lors de la transmission-réception d’un SMS, notre système marche comme prévue

- **Le sujet nous demander d’ensuite tester la robustesse de notre transmission en présence d’une fréquence perturbatrice, de bruit (on demande de jouer sur le rapport Eb/N0 au niveau de l’émission)… Le but est de déterminer la valeur minimale du rapport Eb/N0 assurant une bonne transmission du message.**

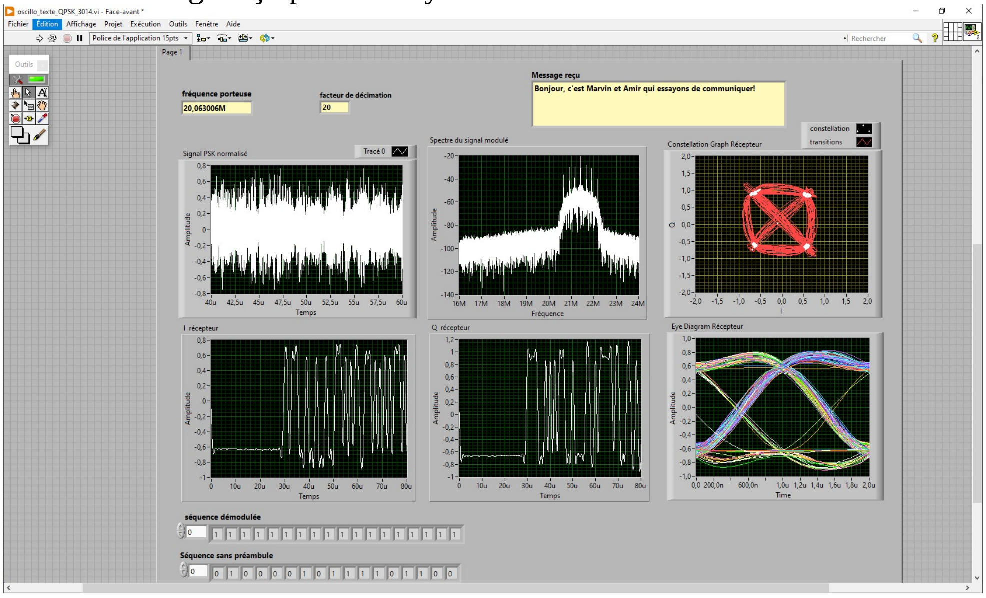
On ne peut cependant pas tester la robustesse de notre système vis-à-vis du bruit car nous n’avons pas de programme qui nous permet de régler le rapport Eb/N0

- **Le sujet nous demande maintenant d’estimer la portée de notre système et proposer des solutions pour l’améliorer.**

Pour tester la porte des antennes de transmission et réception, nous avons demandé l’aide de nos camarades de classe pour utiliser leurs systèmes de transmission.

Nous avons utilisé le système de transmission de Marvin et Amir, ils vont transmettre un SMS personnalisé avec une fréquence de porteuse 894MHz, ensuite nous allons recevoir le message avec notre système de réception.

Le but est d’éloigner les deux antennes le maximum possible sans avoir des erreurs de transmission :
Voici le message reçu par notre système :



« Bonjour, c’est Marvin et Amir qui essayons de communiquer! »

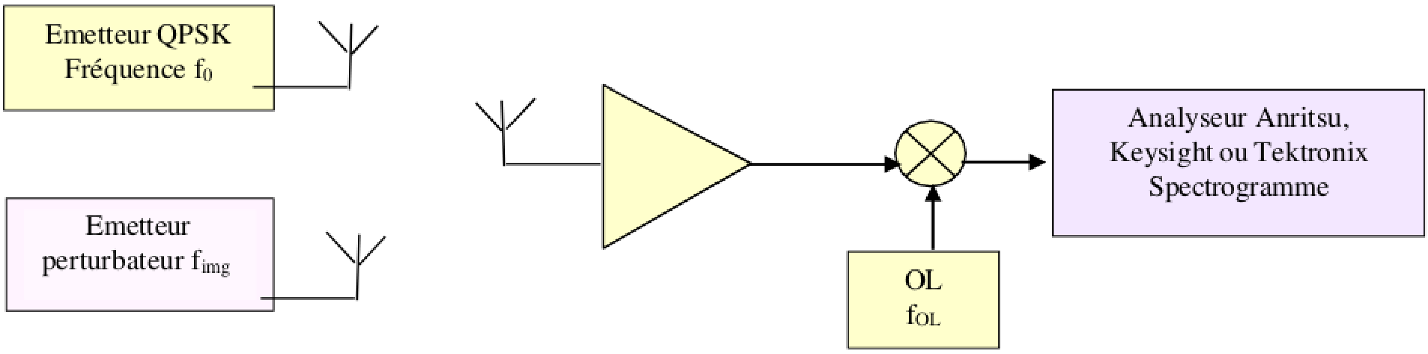
La distance mesurée entre les deux antennes était de 6m approximativement. On pense que on pourrait s’éloigner encore plus car nous n’avons pas arrivé à voir des problèmes de transmission, mais nous n’avons pas l’opportunité de s’éloigner plus que 6m à cause des contraintes de temps.

Propositions pour améliorer la portée de notre système
On admet quand meme que la portee de notre système est limitée. Pour l’améliorer, il y a plusieurs solutions :

- Augmenter la puissance d’émission : pour mieux capter le signal transmis.
- Augmenter la longueur de synthèse en gardant un Roll-Off élevé : pour avoir un signal numérique qui ressemble au plus au signal théorique.
- Utiliser des antennes avec une meilleure directivité que les celles que nous utilisons : pour qu’une plus grande part du signal transmis atteint le récepteur.
- Utiliser un codage plus robuste (exemple : BPSK) : Pour avoir un signal moins susceptible aux erreurs de transmission.
- Etc.

3 – Bande image

Les récepteurs à changement de fréquence peuvent capter deux fréquences : la fréquence souhaitée f_0 et une autre fréquence, appelée fréquence image f_{img} .



- **Pour étudier la l'influence de la fréquence image sur notre système, on déterminer au début la fréquence image du récepteur étudié.**

Le récepteur étudié est infradyne. La fréquence d'image du récepteur étudie est :
$f_{img} = f_{RF} - 2 f_I = 894 - 2 \times 21,4 = 851,2\, MHz$

- **Le récepteur étant prévu pour fonctionner dans la plage 868 MHz – 895 MHz, on en déduire la bande image.**

La bande image est de :
$f_{imgmin} = f_{RFmin} - 2 \cdot f_I = 868 - 42,8 = 825,2\, MHz$
et
$f_{imgmax} = f_{RFmax} - 2 \cdot f_I = 895 - 42,8 = 852,2\, MHz$

B_{image} = 825,2MHz – 852,2MHz

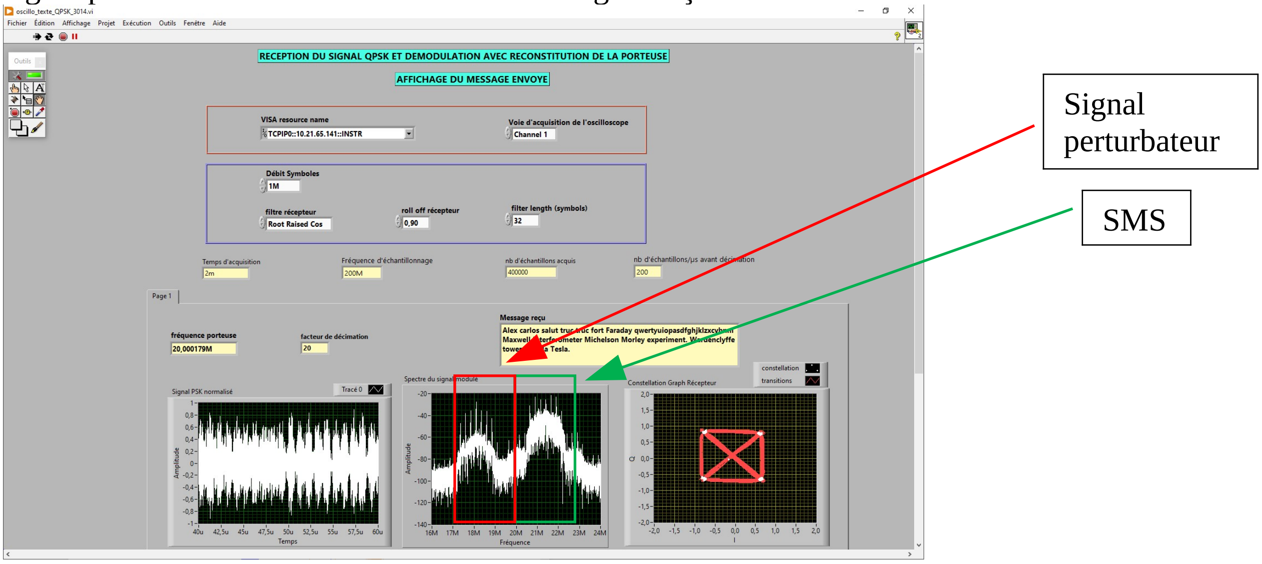
Cette bande de fréquence, correspond à la bande de fréquence LTE en France.

On rappelle que pour l'éliminer nous pouvons implémenter un filtre passe-haut qui coupe les fréquences inférieures à f_{IF}.

On souhaite observer l'influence de la fréquence image dans notre système pour cela nous devons avoir à notre disposition de l'émetteur QPSK et d'un émetteur perturbateur.

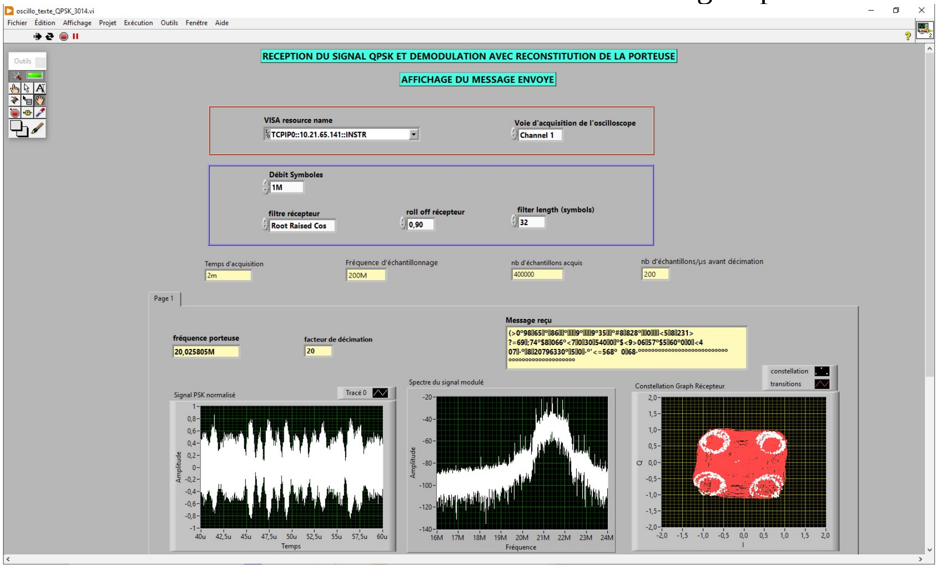
Dans notre projet, le signal perturbateur à la fréquence f_{img} sera généré par l'émetteur d'un de nos camarades de classe.

Nous avons réalisé un test dans un premier temps avec le signal perturbateur à une fréquence différent à la fréquence image mais proche de cela. On remarque dans la capture ci-dessous que le signal perturbateur se trouve à coté de notre signal reçu :



On remarque que même avec le signal perturbateur, le signal reçu n’est pas modifié.

On réalise un deuxième essai mais cette fois avec le signal perturbatrice à la fréquence f_{img} :



On remarque que le message est complétement faussé et aléatoire, nous n’avons plus une communication sécurisée.

On peut voir maintenant l’intérêt de mettre un filtre HF (Hautes Fréquences) pour supprimer la bande image.

- **Le sujet nous demande de visualiser le spectre et le spectrogramme en sortie du mélangeur. Puis, en fonction du matériel disponible, mesurer l'EVM et visualiser la constellation.**

  Mais nous n'avons pas eu le temps pour compléter cette partie.
  On a seulement commencé à envisager de faire cette partie à la fin de la dernière séance.

- **Le sujet nous demande d'expliquer avec justification dans quelle(s) plage(s) de fréquence, la fréquence perturbatrice est gênante.**

  La fréquence perturbatrice est gênante quand on s'approche de la fréquence image.

  L'explication est trouvée dans la partie
  Deuxième partie :
  1 – Récepteur à changement de fréquence superhétérodyne :
  Montage complet de l'Émission – Réception :
  Problème de la fréquence image
  de ce compte rendu

  Il se peut aussi qu'une deuxième personne émette un message à la même fréquence que nous et par conséquent perturbe notre message.

CONCLUSION

Le projet fonctionne comme prévu, mais nous n’avons pas réglé le problème de la fréquence image. On sait que pour la supprimer on peut placer un filtre de réception RF en amont le mélangeur.

Ce projet nous a permi de renforcer nos connaissances et compétences en hyperfréquences et radiocommunications.